SELEZIONE RADIO - TV

di tecnica

AUSTRIA	Sc. 24.90
BELGIO	Fr. Bg. 48
DANIMARCA	Kr. D. 6.65
FRANCIA	Fr. Fr. 4.70
GERMANIA	D. M. 3.85
INGHILTERRA	Sh. 6.10
ITALIA	L. [illegible]00
JUGOSLAVIA	Din. 725
LUSSEMB.	Fr. Bg. 48
MALTA	Sh. 6.10
NORVEGIA	Kr. N. 6.90
OLANDA	Fol. 3.50
PORTOGALLO	Esc. 27.60
SPAGNA	Pts. 57.70
SVIZZERA	Fr. S. 4.15

N. 1 - GENNAIO 1969

Spedizione in Abbonamento Postale - Gruppo III/70

STRUMENTI DI ALTA PRECISIONE PER TUTTE LE MISURE ELETTRICHE
MILANO
ICE
ITALIA

Supertester 680 R / ATTENZIONE !! R come Record

MILANO ICE ITALY

4 Brevetti Internazionali - Sensibilità 20.000 ohms x volt

STRUMENTO A NUCLEO MAGNETICO schermato contro i campi magnetici esterni!!! Tutti i circuiti Voltmetrici e amperometrici di questo nuovissimo modello 680 R montano **RESISTENZE A STRATO METALLICO** di altissima stabilità con la **PRECISIONE ECCEZIONALE DELLO 0,5%!!**

- Record di ampiezza del quadrante e minimo ingombro! (mm. 128x95x32)
- Record di precisione e stabilità di taratura!
- Record di semplicità, facilità di impiego e rapidità di lettura!
- Record di robustezza, compattezza e leggerezza! (300 grammi)
- Record di accessori supplementari e complementari! (vedi sotto)
- Record di protezioni, prestazioni e numero di portate!

10 CAMPI DI MISURA E 80 PORTATE !!!

VOLTS C.A.: 11 portate: da 2 V. a 2500 V. massimi.
VOLTS C.C.: 13 portate: da 100 mV. a 2000 V.
AMP. C.C.: 12 portate: da 50 μA a 10 Amp.
AMP. C.A.: 10 portate: da 250 μA a 5 Amp.
OHMS: 6 portate: da 1 decimo di ohm a 100 Megaohms.
Rivelatore di REATTANZA: 1 portata: da 0 a 10 Megaohms.
FREQUENZA: 2 portate: da 0 a 500 e da 0 a 5000 Hz.
V. USCITA: 9 portate: da 10 V. a 2500 V.
DECIBELS: 10 portate: da — 24 a + 70 dB.
CAPACITA': 6 portate: da 0 a 500 pF - da 0 a 0,5 μF e da 0 a 20.000 μF in quattro scale.

Inoltre vi è la possibilità di estendere ancora maggiormente le prestazioni del Supertester 680 R con accessori appositamente progettati dalla I.C.E. Vedi illustrazioni e descrizioni più sotto riportate. Circuito elettrico con speciale **dispositivo per la compensazione degli errori dovuti agli sbalzi di temperatura.**

Speciale bobina mobile studiata per un pronto smorzamento dell'indice e quindi una rapida lettura. Limitatore statico che permette allo strumento indicatore ed al raddrizzatore a lui accoppiato, di poter sopportare sovraccarichi accidentali od erronei anche mille volte superiori alla portata scelta!!!

IL TESTER PER I TECNICI VERAMENTE ESIGENTI !!!

Strumento antiurto con speciali sospensioni elastiche. Fusibile, con cento ricambi, a protezione errate inserzioni di tensioni dirette sul circuito ohmetrico. Il marchio « I.C.E. » è garanzia di superiorità ed avanguardia assoluta ed indiscussa nella progettazione e costruzione degli analizzatori più completi e perfetti. Essi infatti, sia in Italia che nel mondo, sono sempre stati i più puerilmente imitati nella forma, nelle prestazioni, nella costruzione e perfino nel numero del modello!! Di ciò ne siamo orgogliosi poichè, come disse Horst Franke **« L'imitazione è la migliore espressione dell'ammirazione! »**.

PREZZO SPECIALE propagandistico **L. 12.500** franco nostro stabilimento completo di puntali, pila e manuale d'istruzione. Per pagamenti all'ordine, od alla consegna, **omaggio del relativo astuccio** antiurto ed antimacchia in resinpelle speciale resistente a qualsiasi strappo o lacerazione. Detto astuccio da noi BREVETTATO permette di adoperare il tester con un'inclinazione di 45 gradi senza doverlo estrarre da esso, ed un suo doppio fondo non visibile, può contenere oltre ai puntali di dotazione, anche molti altri accessori. Colore normale di serie del **SUPERTESTER 680 R**: amaranto; a richiesta: grigio.

ACCESSORI SUPPLEMENTARI DA USARSI UNITAMENTE AI NOSTRI "SUPERTESTER 680"

PROVA TRANSISTORS E PROVA DIODI *Transtest* MOD. 662 I.C.E. Esso può eseguire tutte le seguenti misure: Icbo (Ico) - Iebo (Ieo) - Iceo - Ices - Icer - Vce sat - Vbe hFE (β) per i TRANSISTORS e Vf - Ir per i diodi. Minimo peso: 250 gr. - Minimo ingombro: 128 x 85 x 30 mm. - Prezzo L. 6.900 completo di astuccio - pila - puntali e manuale di istruzione.

VOLTMETRO ELETTRONICO con transistori a effetto di campo (FET) MOD. I.C.E. 660. Resistenza d'ingresso = 11 Mohm - Tensione C.C.: da 100 mV. a 1000 V. - Tensione picco-picco: da 2,5 V. a 1000 V. - Ohmetro: da 10 Kohm a 10000 Mohm - Impedenza d'ingresso P.P = 1,6 Mohm con circa 10 pF in parallelo - Puntale schermato con commutatore incorporato per le seguenti commutazioni: V-C.C.; V-picco-picco; Ohm. Circuito elettronico con doppio stadio differenziale. - **Prezzo netto propagandistico L. 12.500** completo di puntali - pila e manuale di istruzione.

TRASFORMATORE I.C.E. MOD. 616 per misure amperometriche in C.A. Misure eseguibili: 250 mA. - 1-5-25-50 e 100 Amp. C.A. - Dimensioni 60 x 70 x 30 mm. - Peso 200 gr. **Prezzo netto L. 3.900** completo di astuccio e istruzioni.

AMPEROMETRO A TENAGLIA *Amperclamp* per misure amperometriche immediate in C.A. senza interrompere i circuiti da esaminare - 7 portate: 250 mA. - 2,5 - 10 - 25 - 100 - 250 e 500 Amp. C.A. - Peso: solo 290 grammi. Tascabile! - **Prezzo L. 7.900** completo di astuccio, istruzioni e riduttore a spina Mod. 29.

PUNTALE PER ALTE TENSIONI MOD. 18 I.C.E. (25000 V. C.C.)

Prezzo netto: L. 2.900

LUXMETRO MOD. 24 I.C.E. a due scale da 2 a 200 Lux e da 200 a 20.000 Lux. Ottimo pure come esposimetro!!

Prezzo netto: L. 3.900

SONDA PROVA TEMPERATURA istantanea a due scale:
da — 50 a + 40 °C
e da + 30 a + 200 °C

Prezzo netto: L. 6.900

SHUNTS SUPPLEMENTARI (100 mV.) MOD. 32 I.C.E. per portate amperometriche: 25-50 e 100 Amp. C.C.

Prezzo netto: L. 2.000 cad.

OGNI STRUMENTO I.C.E. È GARANTITO.
RICHIEDERE CATALOGHI GRATUITI A: **I.C.E.** VIA RUTILIA, 19/18 20141 MILANO - TEL. 531.554/5/6

Editore: J.C.E.
Direttore Responsabile: ANTONIO MARIZZOLI

Sped. in abb. post. Gr. III/70 Gennaio 1969

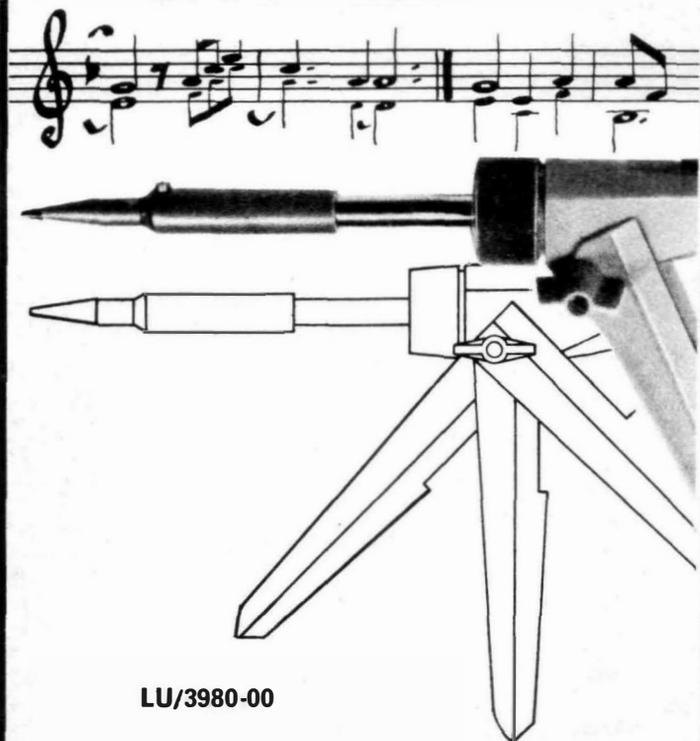
SOMMARIO

In copertina Circuito stampato dell'UK 410

Si accettano abbonamenti soltanto per anno solare da gennaio a dicembre. E' consentito sottoscrivere l'abbonamento anche nel corso dell'anno, ma è inteso che la sua validità parte da gennaio per cui l'abbonato riceve, innanzitutto, i fascicoli arretrati.

CAMPAGNA
ABBONAMENTI
1969
Sperimentare
elettronica OGGI
SELEZIONE
RADIO - TV
di tecnica
PRESENTANO
LE LORO NUOVE
SENSAZIONALI
TARIFFE
RIVISTE ITALIA ESTERO
SELEZIONE DI TECNICA RADIO-TV 3.950 6.000
SPERIMENTARE 2.950 4.500
ELETTRONICA OGGI 9.500 14.000
SELEZIONE DI TECNICA RADIO-TV SPERIMENTARE 6.500 9.500
SELEZIONE DI TECNICA RADIO-TV ELETTRONICA OGGI 11.500 16.500
SPERIMENTARE ELETTRONICA OGGI 10.500 15.500
SELEZIONE DI TECNICA RADIO-TV SPERIMENTARE ELETTRONICA OGGI 12.500 18.500
A TUTTI GLI ABBONATI SARA' OFFERTA IN OMAGGIO LA TESSERA SCONTI PER GLI ACQUISTI PRESSO TUTTI I PUNTI DELL'ORGANIZZAZIONE G.B.C. IN ITALIA, VALIDA PER IL 1969. AFFRETTATEVI!
Sperimentare
MX-2
ATTRAVERSA
I MURI
elettronica OGGI
SELEZIONE RADIO - TV

Cambiadischi stereo a quattro velocità, con motore sincrono a due poli.
Provvisto di braccio in lega leggera e corredato di cartuccia originale ELAC a doppio cristallo KST 112.
Unisce, alla semplicità di manovra e ad un ingombro molto limitato, prestazioni di classe ad un prezzo veramente eccezionale.

Può funzionare da cambiadischi, giradisci automatico e ripetitore, tramite l'impiego del perno lungo o del perno corto, forniti in dotazione.

SELEZIONE RADIO - TV di tecnica

EDITORE:
J.C.E.

DIRETTORE RESPONSABILE:
ANTONIO MARIZZOLI

Direzione, Redazione,
Ufficio Pubblicità:
V.le Matteotti, 66
20092 - Cinisello Balsamo - Milano
Tel. n. 9281801

Amministrazione:
Via Vincenzo Monti, 15
20123 - Milano

Selezione di Tecnica Radio TV
N. 1 - Gennaio 1969
Rivista mensile
edita per la divulgazione
dell'elettronica,
della radio e della televisione

Autorizz. alla Pubbl.
Trib. di Milano n. 4261
dell'1-3-1957
Sped. in abb. postale gr. III/70
Stampa: S.Ti.E.M.
20097 - S. Donato Milanese

Concessionario esclusivo per la
diffusione in Italia e all'Estero:
SODIP - Via Zuretti, 25
Tel. 6884251 - 20125 - Milano

Prezzo della Rivista L. 400
numero arretrato L. 800

Abbonamento annuo L. 3.950
per l'Estero L. 6.000

I versamenti vanno indirizzati a:
Selezione di Tecnica Radio-TV
Via Vincenzo Monti, 15
20123 - Milano.
C/C Postale 3/40678.

Per i cambi d'indirizzo indicare
oltre naturalmente al nuovo
anche l'indirizzo precedente
ed allegare alla comunicazione
l'importo di L. 300,
anche in francobolli.

In considerazione dell'elevato numero di quesiti che ci pervengono, le relative risposte, per lettera o pubblicate in questa rubrica ad insindacabile giudizio della redazione, saranno date secondo l'ordine di arrivo delle richieste stesse.
Sollecitazioni o motivazioni d'urgenza non possono essere prese in considerazione.
Le domande avanzate dovranno essere accompagnate dall'importo di lire 2.000 anche in francobolli a copertura delle spese postali o di ricerca, parte delle quali saranno tenute a disposizione del richiedente in caso non ci sia possibile dare una risposta soddisfacente.

a cura di P. Soati

I LETTORI CI SCRIVONO

Sig. MARCHETTI A. Udine

Alimentatore stabilizzato

Rispondiamo ordinatamente ai suoi quesiti:

1°) Non è consigliabile la sostituzione dei transistori ASZ16 con altri della serie ASZ18 presentando quest'ultimi caratteristiche leggermente diverse.

2°) I commutatori possono essere collegati tra loro tramite un unico albero di regolazione.

3°) Le caratteristiche del diodo di potenza BYX20-200 sono ie seguenti: $I_{fav} = 25A$; $I_{frm} = 80A$; $I_{fsm} = 300A$; $V_{rwm} = 220V$; $V_{rsm} = 200V$.

4°) Per effettuare la taratura può collocare un amperometro in serie in modo da poter regolare i potenziometri alla corrente richiesta.

5°) I condensatori elettrolitici da 32 e 80 mF a 64 V sono costruiti dalla Philips. Essi possono essere sostituiti con altri adatti alla tensione di 100 V.

6°) Come resistori da 0,2Ω può usare uno dei tipi illustrati nel CATALOGO COMPONENTI ELETTRONICI della G.B.C. a pagina 330 del primo volume.

Tenga presente che la costruzione del suddetto alimentatore è consigliabile a coloro che abbiano una certa esperienza nel montaggio di tali circuiti.

Sigg. P.I. CARONTI R. e TREVISAUT G.

Amplificatori di potenza

In relazione alla richiesta di schemi relativi ad amplificatori di potenza facciamo presente che su SELEZIONE RADIO TV ne abbiamo già pubblicato un numero veramente rilevante. Ad esempio nel n° 3/1967 è comparsa la descrizione di un amplificatore stereo avente la potenza di uscita di 50 W, nel n° 2/1968 la descrizione di un altro amplificatore a transistori con potenza di uscita di 25 W ed infine, sempre per mantenerci nel campo delle descrizioni più recenti, un altro amplificatore da 30 W è stato preso in esame nel n° 5/1968.

Inoltre nel n° 4/1968, nella rubrica « I LETTORI CI SCRIVONO », a pagina 616 è riportato lo schema di un interessante amplificatore avente la potenza di uscita dell'ordine dei 50 W, completo di alimentatore.

Tale amplificatore dispone di sei ingressi, dei quali quattro per chitarra elettrica, con sensibilità dell'ordine dei 4 mV, uno per microfono, con sensibilità di 10mV ed un altro per cartucce piezoelettriche. Cogliamo l'occasione per fare altresì presente che la G.B.C. della quale abbiamo pubblicato molti schemi, dispone di molti tipi di amplificatori di potenza e di relativi preamplificatori, i quali vengono forniti anche sotto forma di scatola di montaggio.

Sig. DE BLASIS M. Roma

Sui transistori

L'articolo sui transistori pubblicato nei n° 7/8 dell'ormai lontano 1962, faceva parte di una rubrica che trattava la tecnica elettronica in generale e di conseguenza il suo seguito analizza argomenti diversi.

Comunque ormai si trovano sul mercato librario una serie di interessanti pubblicazioni che trattano i principi di funzionamento dei transistori, e dei semiconduttori in genere, e le loro applicazioni. Fra queste le consigliamo l'opera del Ghersel -

I TRANSISTORI, pubblicata dalla casa editrice Il Rostro. Si tratta di una guida molto utile per i tecnici che debbano operare nel campo dei transistori. L'esposizione in forma piana consente l'assimilazione della materia trattata anche a coloro che non siano altamente specializzati in tale campo. Sono presi in esame i seguenti argomenti: concetti fondamentali, i tipi dei transistori, confronto transistore-tubo elettronico, prospettive future per il transistore, la polarizzazione, le varie inserzioni, circuiti equivalenti, curve caratteristiche, stabilità tecnica, parametri principali, amplificazione, glossario, misure, dati di listino, impiego dei transistori negli amplificatori, nei ricevitori e nei televisori.

Sig. BODRERO M. Borgaro

Radiocomando TX 10

Le due bobine, oscillatrice (ex 0/199) e di antenna (ex 0/200) relative al trasmettitore per radiocomando TX10 descritto nel n° 11/12 del 1962 sono esaurite, quindi desiderando realizzare il suddetto apparecchio occorrerà autocostruirle.

Il trasformatore di modulazione, che nel vecchio catalogo della G.B.C. era contrasegnato dalla sigla H/352, è sostituito attualmente dal modello avente la nuova sigla HT/2690-00.

Questo trasformatore, che può essere usato in unione ad una valvola OCC90 o di tipo similare, è stato realizzato, per l'appunto, per consentire la realizzazione di un oscillatore di bassa frequenza. La sua capacità di accordo a 400 Hz è di 40 nF, la resistenza del primario 330 Ω e quella del secondario 90 + 90 Ω. Il rapporto di trasformazione corrisponde a 1,3 : 1.

Sig. COLOMBO R. Milano

Radar meteorologico

I radar meteorologici si basano anch'essi sul principio fisico della riflessione delle onde em. da parte delle goccie di pioggia, neve o grandine quando esse si trovino in quantità elevate come ad esempio nell'interno delle nubi temporalesche. Con la stessa tecnica che viene sfruttata nei radar tradizionali, i radar meteorologici localizzano le nubi temporalesche seguendone i relativi spostamenti.

Mediante l'impiego di una potenza di picco dell'ordine dei 200 kW e con antenna a fascio fortemente direttivo, un radar della società SELENIA riesce ad individuare le formazioni temporalesche entro un raggio dell'ordine di 400 km. È evidente perciò che, mediante l'impiego di un numero alquanto limitato di radar, sia possibile acquisire la completa conoscenza della situazione meteorologica sopra un vasto territorio per quanto concerne i movimenti frontali, le formazioni cumuliformi e l'estensione e l'intensità delle precipitazioni.

Queste informazioni sono presentate dar radar su uno schermo panoramico che fornisce una immediata percezione della pianta atmosferica della zona esplorata. È evidente come questa prestazione del radar meteorologico rappresenti un importante ausilio ai mezzi convenzionali della ricerca meteorologica quale le radiosonde, i pluviometri ecc. Quest'ultimi infatti misurano soltanto dei fenomeni localizzati o, tutto al più, lungo una sezione verticale dell'atmosfera, per contro il radar meteorologico esamina e presenta panoramicamente la situazione complessiva che si manifesta sopra un'area dell'ordine di mezzo milione di chilometri quadrati.

A questa importante funzione, che può essere definita di scopritore del tempo, il meteo-radar ne unisce però delle altre. Infatti una volta scoperta una formazione temporalesca oltre che la velocità e la direzione di spostamento interessa conoscerne, la struttura interna. Il radar mediante dei movimenti oscillatori dell'antenna è in grado di analizzare la formazione determinandone l'altezza di base e la sommità. Inoltre, sfruttando il fatto che l'intensità d'eco è funzione della concentrazione e della dimensione delle goccioline d'acqua il radar riesce ad individuare le zone in cui il fenomeno temporalesco presenta la massima intensità. In definitiva il radar consente di individuare nell'interno di una vasta formazione nuvolosa i volumi più violentemente tormentati, determinandone l'estensione in ampiezza e in quota. Secondo ricerche più recenti sembra essere addirittura possibile differenziare fra di loro, mediante un'accurata analisi dell'intensità della eco, la pioggia dalla grandine e dalla neve.

L'analisi dettagliata dell'intensità delle eco meteorologiche è effettuata mediante un circuito detto « iso-eco » che è normalmente incorporato nei radar meteorologici della Selenia. L'iso-eco stabilisce, a scelta dell'operatore, dei livelli di intensità predeterminati e cancella tutti gli echi di intensità superiore a tale livello.

Una nube temporalesca si presenta sullo schermo con un ampio bordo illuminato ed una zona centrale nera nella quale l'eco è stato cancellato dall'iso-eco. Le zone rappresentano il cuore del temporale.

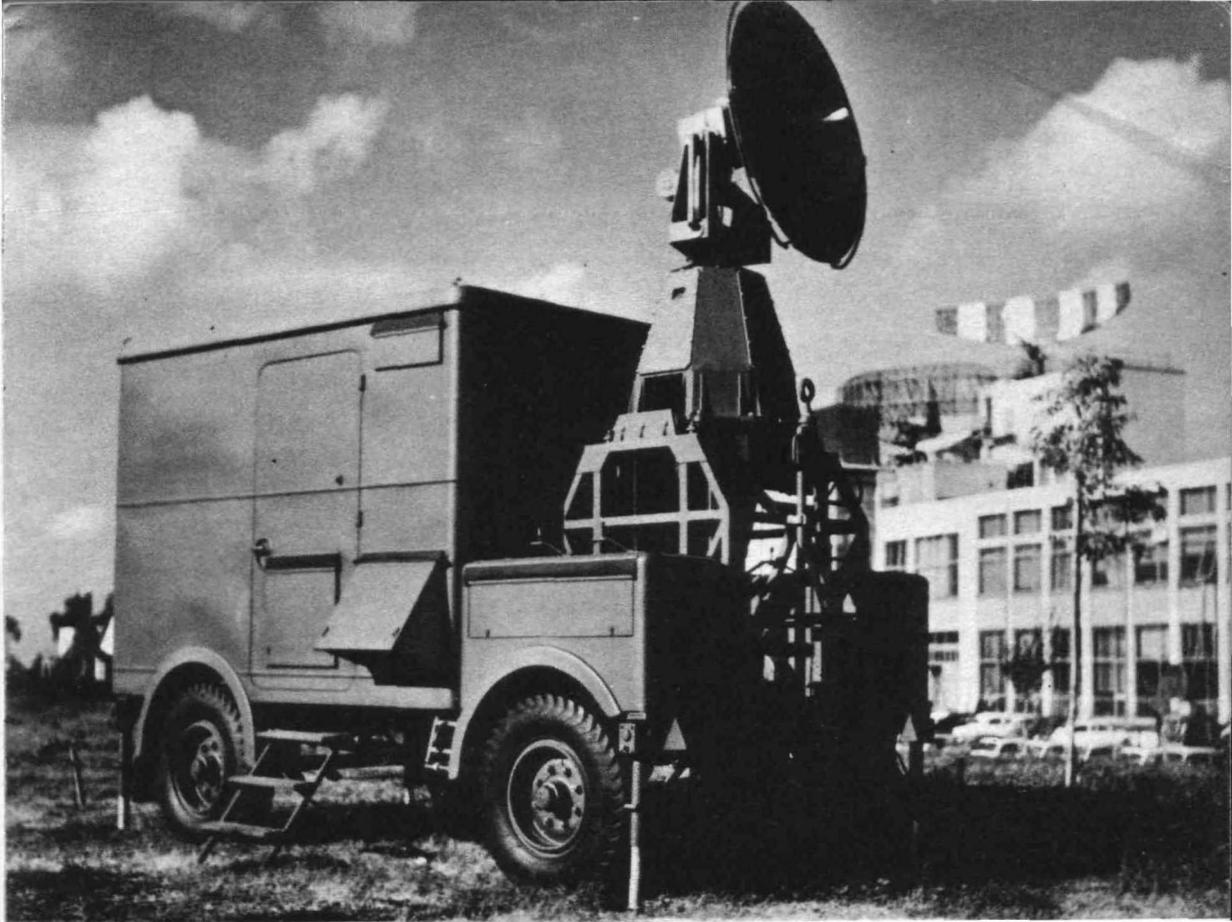



Fig. 1 - Radar meteorologico Selenia RMA - 1c montato su autocarro.

Certi radar meteorologici, come ad esempio il modello 200 RMT ed altri della Selenia, hanno incorporata un'altra funzione che è estremamente utile per le previsioni ad un termine più lungo. Si tratta della misura della velocità del vento in quota. In questo caso il radar insegue automaticamente un palloncino gonfiato con idrogeno che porta attaccato alla sua estremità inferiore un riflettore radar avente la forma di tetraedro ed ottaedro a superfici metalizzate. Dalla misura della distanza del palloncino e dalla conoscenza delle posizioni angolare assunte dall'antenna in ogni istante è facile risalire alle tre coordinate del palloncino. Mentre la sua quota varia in funzione della forza ascensionale propria del palloncino, che è nota a priori, gli spostamenti orizzontali sono determinati dal vento alle varie quote. La conoscenza di tale velocità ha un'interesse immediato agli effetti della navigazione aerea in quanto permette di determinare le quote ottime di volo, inoltre essa rappresenta uno degli elementi che influiscono sulla previsione del tempo a lungo termine dato che consente di stabilire a quale velocità si spostino le formazioni temporalesche.

In figura 1 è visibile la fotografia di un radar meteorologico della Selenia del tipo Meteor 200 RMA-1c montato su un autocarro.

Sig. ENICANTI E. Bellano

Radiotelefono professionale

Siamo spiacenti di non poterle fornire lo schema di un radiotelefono in duplex con disco combinatore per prolungamento della linea telefonica, trattandosi di un tipo di apparecchiatura di tipo altamente professionale.

Le consigliamo pertanto di rivolgersi, per informazioni su questo argomento, alle seguenti ditte:

PYE ELECTRONICS, Via Magni, 2 - Inverigo.

AUTOPHON, Via Maurizio Quadrio, 12 - Milano, una ditta quest'ultima specializzata in questo genere di apparecchiature.

Sig. BERTORA R. Genova
Apparecchiatura Laser di tipo sperimentale

Rispondiamo con un certo ritardo al suo quesito non essendoci stato possibile rintracciare un tipo di LASER, di costruzione industriale, che fosse adatto a soddisfare le sue esigenze. Pensiamo che il tipo illustrato in figura 2, e che è fornito dalla ditta dell'Ing. U. De Lorenzo, si avvicini alquanto alle caratteristiche da lei richieste.

Fig. 2 - Laser didattico modello UL 2P.

Si tratta di un Laser pulsato a stato solido, modello UL2P, che può funzionare con cristalli di rubino e con vetri al neomidio. I vari accessori rendono questo strumento estremamente duttile ed in grado di soddisfare le neccesità che si possono presentare. Infatti la fornitura comprende: a) il materiale attivo ed il flash, montati in una cavità appositamente studiata. b) l'alimentatore per il Laser, che comprende l'alimentatore ad alta tensione ed il banco di condensatori ad energia variabile. Possono inoltre essere fornite delle apparecchiature accessorie quali: a) trigger e sincronizzatore elettronico che consente il funzionamento automatico dell'unità Laser per la messa a punto del sistema in « Q switching ». b) sistema di rivelazione a fototubo con filtri neutri interferenziali con banda passante sulla riga di emissione del mezzo attivo. Questo apparecchio consente di misurala potenza di uscita accoppiabile attraverso un oscilloscopio e serve inoltre a mettere in evidenza la forma e la successione degli impulsi dell'emissione Laser. c) sistema di rivelazione a fototransistore per misure indicative delle caratteristiche di uscita e che permette di rilevare l'energia dell'emissione Laser tramite un metodo di taratura (questa misura risulta in genere meno precisa delle misure effettuate mediante il fotomoltiplicatore. d) banco ottico a doppia slitta munito di supporti per il montaggio del Laser e dei vari accessori. e) accessori per il banco ottico quali le lenti, i diaframmi, i filtri ecc. f) camera fotografica per l'analisi del fascio emesso (near, field e far, filed). Il LASER UL2P è realizzato in modo da funzionare a temperatura ambientale, comunque possono essere forniti a parte degli accessori per il raffreddamento a —40°C e a —198°C. Esso è costituito da un pannello contenente l'alimentatore ad alta tensione ed un secondo pannello nel quale sono disposti il banco dei condensatori, in grado di immagazzinare 1000 joules.

L'insieme di questi due pannelli costituisce l'unità di alimentazione.

L'energia immagazzinata può essere modificata sia variando la tensione dell'alimentatore A.T. sia variando il numero dei condensatori che vengono caricati (essendo $E = \frac{1}{2} CV^2$, si ha la possibilità di ottenere una variazione dell'energia sia lineare che quadratica).

Il tempo di carica del banco dipende dalla energia scelta per esso ed è comunque sempre inferiore al minuto. L'insieme dell'apparecchiatura è completato dalla cavità LASER che contiene il mezzo attivo, che, come abbiamo già precisato può essere costituito sia da un cristallo di Rubino sia da vetro al Neodimio, (infatti il Laser UL2P è stato progettato per funzionare con entrambi i mezzi attivi. E' perciò possibile cambiare sulla stessa apparecchiatura il mezzo attivo e di conseguenza modificare la frequenza della radiazione emessa. Ciò è particolarmente importante qualora si desideri impiegare il Laser come sorgente di luce perfettamente monocromatica per esperienze di spettroscopia in Assorbimento e Raman).

Nello stesso pannello con-

tenente l'alimentatore AT è pure alloggiato il comando trigger, che eventualmente può essere sostituito da un trigger elettronico.

Il fascio Laser presenta le seguenti caratteristiche:

Rubino: temperatura 25 °C, lunghezza d'onda emessa 6943 A°; temperatura 77 °K (azoto liquido) lunghezza d'onda 6934 A°.

Vetro al Neomidio: temperatura 25 °C, lunghezza d'onda 10600 A°.

Le caratteristiche tecniche del Laser sono le seguenti: Alimentatore AT. Alimentatore non stabilizzato con tensione di uscita fino a 3.000 V. Lettura diretta d'uscita su voltmetro tarato. Accoppiamento a trigger manuale. Banco dei condensatori 1000 joules. Banco con condensatori in carta ed olio vitaminizzato. Possibilità di variazione controllata dell'energia a gradini di 100 joules, a piena tensione. Sistema di sicurezza per la scarica automatica del banco. Cavità Laser per Flash da 1000 joules, costituita dal contenitore opportunamente studiato.

Vetri al neomidio: 2,5"x1/4", drogaggio 5% in peso di ossido di Neomidio. Il difetto di parallelismo delle facce è minore di 20 secondi d'arco. Planarità delle superfici migliore di $\lambda o/8$. Rivestimento delle facce per la massima reflettività a 1,06 μm.

Sig. PUPELLO F. Agrigento
Alimentatore per autoradio

Con riferimento alla sua richiesta le facciamo presente che su SELEZIONE RADIO TV abbiamo pubblicato numerosissimi schemi di alimentatori destinati ad uso di laboratorio. Dato che Lei è un nostro abbonato sfogliando le riviste arretrate, ed in modo particolare la rubrica I LETTORI CI SCRIVONO, troverà senz'altro uno schema adatto a soddisfare le sue esigenze.

Comunque in figura 3 riportiamo lo schema di un interessante alimentatore stabilizzato, studiato dal dipartimento tecnico della Willkason, la cui tensione può essere regolata fra 5,5 e 14 V. Di conseguenza questo alimentatore può essere usato tanto per la riparazione in laboratorio degli apparecchi autoradio alimentati a 6 V quanto di quelli alimentati a 12 V.

Fig. 3

Il materiale necessario è il seguente:

R1 = R2 = 1 kΩ; R3 = = R5 = 10 kΩ; R4 = 2,2 kΩ; R6 = 500 Ω 2 W potenziometro a filo; R7 = 180 Ω 1 W; R8 = 500 Ω 2 W; R9 = 235 Ω 4 W (naturalmente potranno essere usate due resistenze da 470 Ω 2 W ciascuna poste in parallelo fra loro) (tutte le resistenze, salvo indicazione contraria, saranno del tipo da 1/2 W). C1 = 2.000 μF, 50 V, elettrolitico; C2 = 0,05 μF; C3 = 25 μF, 25 V, elettrolitico; C4 = 200 μF, 15 V, elettrolitico; C5 = 10 μF; 25 V elettrolitico.

TRANSISTORI: TR1 = OC79; TR2 = ASZ18; TR3 = TR4 = = OC74 o AC128. D1 = D2 = = D3 = D4 = BY 100; D5 = = diodo zener per 5,6 V 20 mA (ad esempio OAZ200).

T1 = trasformatore di alimentazione con primario a 220 V (o universale) secondario 16 V, 2 A, con derivazione per lampada a 6,3 V 150 mA.

F1 = fusibile da 2A; F2 = = fusibile da 1,5 A. B1 = = B2 = boccole isolate dallo chassis.

Di questo alimentatore abbiamo a disposizione la descrizione completa, in lingua portoghese, della quale possiamo inviare fotocopia dietro invio dell'importo prescritto. Comunque la costruzione di questo alimentatore non dovrebbe presentare eccessive difficoltà per chi abbia in tale genere di radiocostruzioni una certa esperienza.

Sig. BIANCHI G. Milano

Generatore d'impulsi a larghezza variabile

In figura 4 è riportato lo schema di un generatore di impulsi integralmente transistorizzato, avente la larghezza variabile ed un tempo di salita rapidissimo, descritto sul numero di febbraio 1966 della rivista Wireless World.

Questo apparecchio può funzionare sulla gamma compresa fra 100 Hz e 100 kHz ed è studiato in modo da fornire dei segnali di larghezza regolabile fra 1 μs ed 1 ms ed è caratterizzato da un tempo di salita dell'ordine di 20 ns. Il generatore si compone essenzialmente di un oscillatore e di un multivibratore monostabile associati ad uno stadio di accoppiamento che fornisce dei segnali di polarità positiva o negativa, a bassa impedenza, la cui ampiezza può essere regolata fra 0 e 6 V.

Fig. 5

Il circuito di figura 5 si riferisce all'alimentatore stabilizzato che fornisce la tensione di 15 V.

Il valore dei vari componenti è riportato direttamente sullo schema.

Sig. ROSSETTI P. Torino

Registratori a nastro RENAS

Il gruppo delle testine di riproduzione e di cancellazione è collocato in una piastrina di supporto fissata all'apparecchio mediante tre viti le quali consentono di variare la posizione delle testine stesse. Il massimo rendimento delle testine si ottiene quando il loro traferro si trova perpendicolare all'asse longitudinale del nastro magnetico. Per allineare le testine si deve operare nel seguente modo:

a) fare coincidere l'estremità superiore del traferro della testina di riproduzione-registrazione, con il bordo superiore del nastro, agendo sulle viti di fissaggio.

b) inserire nella presa «altoparlante ausiliario», mediante una spina, una resistenza da 4 Ω a 5 W, e collegare ad essa un voltmetro 2,5 V fs, in c.a.

c) riprodurre un nastro campione per allineamento dei registratori con incisa una frequenza a 8 kHz, dopo aver portato al massimo i regolatori di volume e di tono. Regolare le due viti anteriori di fissaggio al supporto delle testine fino a leggere sul voltmetro la tensione più elevata.

d) controllare che il bordo superiore del traferro della testina di cancellazione sporga leggermente dal bordo superiore del nastro.

e) controllare che il pattino pressanastro sia perpendicolare alla piastra e prema quindi in modo uniforme sul nastro. Una regolazione

di più o meno un giro della vite posteriore di fissaggio del supporto delle testine non deve provocare variazioni di livello di riproduzione del nastro campione.

Il punto di lavoro della testina di registrazione di un registratore a nastro è scelto in modo da ottenere i migliori risultati come sensibilità, curva di risposta e distorsione, è perciò molto importante che la corrente di premagnetizzazione sia mantenuta nei limiti che sono stati stabiliti dalla casa costruttrice. Nel registratore in suo possesso il valore di questa corrente è di 250 μA e viene misurato in tensione (25 mV) ai capi della resistenza da 100 Ω. Qualora detto valore, che dovrà essere misurato con un volmetro elettronico, non risultasse esatto, dovrà essere portato al limite richiesto regolando l'apposito compensatore CV1, usando naturalmente un giravite in materiale isolante.

Anche il valore della tensione di cancellazione dovrà essere misurato mediante un voltmetro elettronico, ai capi della testina di cancellazione con il registratore in posizione «registrazione». Tale valore dovrà essere compreso fra i 12 e 21 V per il Renas C2, valore che naturalmente varia notevolmente per altri tipi di registratori.

Sig. MAMBRETTI G. Verano B.

Cuffie per amplificatore stereo

Non ci risulta che nel n° 8/1966 sia stato descritto un preamplificatore completo di amplificatore stereo. Nella rubrica I LETTORI CI SCRIVONO di tale numero è stato invece riportato lo schema di un preamplificatore stereo. Al fine di consentirci di rispondere completamente al suo quesito la preghiamo precisarci a quale numero di rivista faccia riferimento.

In figura 6 è rappresentato un interessante circuito destinato al controllo degli auricolari stereofonici, che è stato estratto dal numero di novembre 1967 della rivista «Radio Electronics». Questo circuito ha lo scopo di consentire l'adattamento delle cuffie stereofoniche con la uscita dell'amplificatore, come lei richiede.

La cuffia stereofonica potrà essere scelta fra una delle seguenti che sono descritte nel CATALOGO COMPONENTI ELETTRONICI *della G.B.C.:*

CUFFIA STEREOFONICA HI-FI SUPEREX - cuscinetti per padiglioni in plastica soffice. Impedenza 4-16 Ω. Potenza 15 mW, max 500 mW. Campo di frequenza 40-14.000 Hz Peso 330 g. N° PP/0390-00.

CUFFIA STEREOFONICA PROFESSIONALE SUPEREX - cuscinetti in plastica soffice. Impedenza 4-16 Ω. Potenza 20 mW, max 2.000 mW. Campo di frequenza: 20-20.000 Hz. Peso 580 g. N° PP/0392-00.

CUFFIA STEREOFONICA KOSS - cuscinetti per padi-

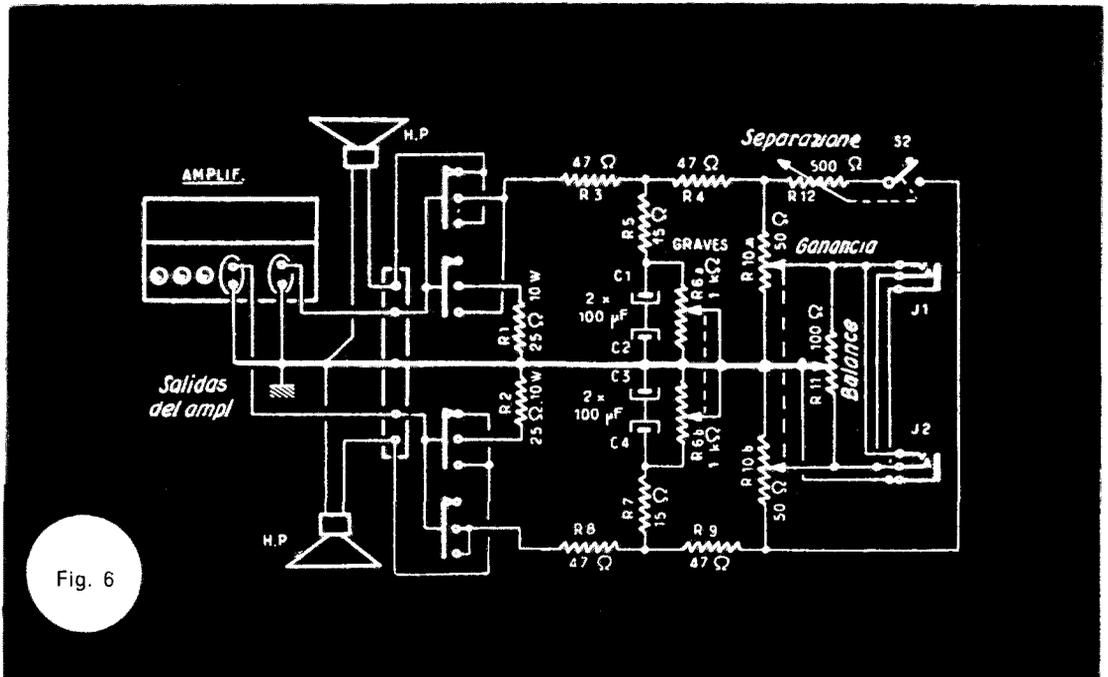



Fig. 6

glioni in spuma espansa. -Piastrina di adattamento che consente il collegamento a qualsiasi impianto di altoparlanti. Impedenza 4-16 Ω. Potenza max 60 W. Campo di frequenza: 10-15.000 Hz. Distorsione a 143 dB minore dell'1%. N° PP/0394-00.

CUFFIA STEREOFONICA PROFESSIONALE KOSS - archetto in gomma soffice con supporto regolabile in acciaio. Cuscinetti per padiglioni ripieni di liquido per massima attenuazione dei disturbi esterni. Impedenza 4-50 Ω. Potenza max: 60 W. Campo di frequenza 30-20.000 Hz. N° PP/0396-01.

Oltre ad altri modelli di cuffie, sempre del tipo stereo, la G.B.C. dispone anche di una scatola di derivazione (PP/0398-00) che permette il comando delle cuffie stereofoniche e dell'altoparlanad una certa distanza dall'amplificatore e che è munita di attacchi per due cuffie. I comandi di volume sono separati per ciascun auricolare.

Sig. JACONA M. Caltagirone

Componenti elettronici

La massima parte dei componenti elettronici è di provenienza estera. Il mercato internazionale è in grande tensione perché la domanda, nel modo intiero, è in continuo aumento.

Queste due semplici notizie, che sembrano dei sottotitoli da pagina commerciale, basterebbero a spiegarLe il momento critico, che non è imputabile, in particolare, ad alcuna ditta.

Si spiega anche come avviene che, fatto un catalogo il quale, tra l'altro, esige anni di lavoro, un certo numero di articoli sono già scomparsi e altri ne sono sorti nel frattempo.

Sappiamo benissimo che è desiderabile trovare tutto pronto, ma, da quanto ci risulta, non sempre ciò è possibile. Pensi che persino le grandi industrie devono programmare gli acquisti con un anticipo che arriva talvolta a sei mesi, altrimenti rischiano di trovarsi senza un determinato componente. E ciò, per un'industria, vorrebbe dire fermare la produzione con danni incalcolabili.

Senza dubbio, 40 anni fa Lei trovava le valvole termoioniche grandi come le lampadine più facilmente. Ma allora i componenti elettronici saranno stati 200, oggi non si contano più e sono in continuo aumento. I tempi sono cambiati; la considerazione è ovvia ma mentre il progresso fa guadagnare tempo, fa anche sorgere in noi la sensazione di essere in qualche modo defraudati di tali vantaggi perchè li vorremmo sempre a portata di mano.

Riteniamo che 40 anni fa, per viaggiare da Caltagirone a Milano saranno occorsi tre giorni. Oggi, se perdiamo la coincidenza fra un treno e un aereo e impieghiamo, supponiamo dieci ore invece delle cinque che avevamo preventivato, imprechiamo contro tutti i governi incominciando da quello di Camillo Cavour.

Creda, non esiste organizzazione al mondo che metta tutti i componenti elettronici a disposizione come i pacchetti di sigarette. Anche noi vorremmo che fosse così, e tutti lo vorrebbero.

Questa lettera non è di carattere tecnico e non ha richiesto ricerche, per cui Le rendiamo le L. 2.000 da Lei inviateci.

Con i migliori saluti.

SOMMARIO INSERZIONI

TARIFFE ESTERE

ARGENTINA	Pesos 135
AUSTRALIA	Sh. 12.10
BRASILE	Crs. 1.200
CANADA	$ Can. 1.20
CILE	Esc. 1.35
EGITTO	Leg. 0/420
ETIOPIA	$ Et. 2.35
GIAPPONE	Yen. 346.80
ISRAELE	L. I. 3.30
LIBIA	L. Lib. 0/345
PARAGUAY	Guar. 120
PERU'	Sol. 42.85
SUD-AFRICA	R. 0.80
TURCHIA	L. T. 8.70
URUGUAY	Pesos 10.45
U.S.A.	$ 1.60
VENEZUELA	Bs. 6.60

DISPOSITIVI PER LA REGOLAZIONE DEI TONI BASSI E DEGLI ACUTI

BASSA FREQUENZA

Riportiamo in questo articolo alcuni circuiti necessari per ottenere una buona regolazione dei toni bassi e dei toni alti da applicare agli amplificatori di bassa frequenza che ne fossero sprovvisti. Ci occuperemo, più precisamente, di circuiti di tono variabili, di circuiti a due regolazioni, di circuiti di correzione fissi e di filtri.

Ricordiamo che in una apparecchiatura di amplificazione a partire dalla sorgente di segnali fino al riproduttore (che può essere formato o dall'altoparlante o da un registratore) si trovano tre categorie di circuiti.

a) I circuiti che servono alla trasmissione e anche alla amplificazione dei segnali non devono alterare la forma dei segnali.

b) I circuiti correttori che seguono una legge ben determinata. Si ricordi infatti che i dischi microsolco vengono registrati con una attenuazione che aumenta con la diminuzione della frequenza. Il circuito correttore deve riprodurre una attenuazione secondo una legge inversa per fare in modo che la linearità venga ristabilita.

c) I circuiti di correzione delle imperfezioni non conoscono delle anticipazioni di segnali.

Questi circuiti vengono impiegati per cercare di nascondere i difetti reali o immaginari degli utilizzatori dei segnali riprodotti. Così, durante l'ascolto di un disco, constatando secondo il proprio gusto personale, che la riproduzione alle frequenze basse per esempio, sembra insufficiente sarà vantaggioso avere a disposizione una regolazione variabile che permetterà di aumentare il guadagno a queste frequenze.

I circuiti di tono sono ripartiti nel modo seguente: dopo la sorgente di segnali, si dispone il preamplificatore correttore, questi due elementi insieme ristabiliscono la linearità dei segnali che, a questi livelli di implificazione, devono essere l'immagine elettrica fedele dei suoni reali registrati o trasformati in segnali elettrici, per mezzo dei microfoni o per mezzo di segnali radio.

Questi segnali « lineari » verranno applicati a un circuito di tono che permette di modificare la curva di risposta secondo il gusto dell'utilizzatore oppure anche permette di non modificarla se l'utilizzatore è soddisfatto dei segnali « lineari ».

Dopo questa eventuale correzione, tutti i circuiti saranno lineari in generale dal preamplificatore di tensione fino all'altoparlante, passando attraverso gli amplificatori di potenza.

Però a questa regola generale esistono delle eccezioni. Nei comuni amplificatori, i dispositivi di tono suddetti vengono allora montati in diversi modi ed hanno le stesse funzioni di quelli degli apparecchi più complessi dove la loro disposizione è posta in generale nella parte preamplificatrice.

Oltre ai dispositivi di tono, in teoria sarebbe indispensabile avere anche un dispositivo di regolazione fisiologica, questo non è altro che una regolazione del guadagno che ha allo stesso tempo influenza sulla tonalità.

La regolazione fisiologica tende a compensare alcune imperfezioni dell'orecchio umano che capta le frequenze basse e le alte estraendole dai toni « medi »; nel caso che la potenza di audizione sia bassa, questa regolazione deve aumentare il guadagno relativo ai toni bassi e alti a misura che la potenza viene regolata verso il minimo.

Si deve notare però che questa regolazione non ha una utilità essenziale, perchè in realtà un ascoltatore di concerto sente gli stessi suoni, senza alcuna correzione, qualunque sia la sua distanza dall'orchestra; questa distanza può variare in un valore compreso fra qualche decina di metri, cosa questa che corrisponde a delle potenze d'ascolto che variano in modo elevato.

Quindi in una installazione di classe, è utile poter escludere dal circuito la regolazione fisiologica quando lo si giudica necessario.

Fig. 1 - Curve di esaltazione e di attenuazione di tono.

Circuiti di tono variabili

Ricordiamo che i circuiti più utili sono quelli che possiedono due regolazioni indipendenti, cioè uno per i bassi e l'altro per gli acuti, naturalmente ciascuno nella gamma di frequenze che gli è attribuita. Questi circuiti possono rendere la curva di risposta, dopo i toni medi (generalmente 1000 Hz) fino al limite usuale (verso i 50 Hz per i toni bassi e verso i 10.000 Hz per i toni acuti), ascendente, lineare o discendente; si hanno così le forme limite seguenti:

1 - Curva lineare (fig. 1a)

2 - Linearità per i bassi, curva ascendente per gli acuti (fig. 1b)

3 - Curva ascendente verso i bassi e verso gli alti (fig. 1c)

4 - Curva ascendente per i bassi e discendente per gli acuti (fig. 1d)

5 - Curva lineare per i bassi e discendenti per gli acuti (fig. 1e)

6 - Curva lineare per gli acuti e discendente per i bassi (fig. 1f)

7 - Curva lineare per gli acuti e ascendente per i bassi (fig. 1g)

8 - Curva discendente per i bassi e ascendente per gli acuti (fig. 1h)

9 - Curve discendenti per i bassi e per gli acuti (fig. 1i)

I limiti sono f_b per i bassi e f_a per gli acuti, il guadagno in decibel era indicato rispetto al livello zero, che è il livello alla frequenza media f_m. Essendo le regolazioni progressive, si potranno realizzare delle esaltazioni o delle riduzioni intermedie. Così, a titolo d'esempio, in fig. 1h è riportata la curva **a** che rappresenta la massima riduzione dei bassi e la curva **a'** che è intermedia fra la massima **a** e la minima **a"** corrispondente alla curva lineare.

Il procedimento pratico impiega due potenziometri indipendenti P_B e P_A (vedere fig. 2) disposti vicini sul pannello frontale dell'apparecchio. E' consigliabile mettere su ogni potenziometro un quadrante graduato con zero centrale e valori che vanno da —10 a + 10, cioè valori minimi e massimi. Quando l'indice dei due potenziometri è nella posizione zero si ha la curva lineare (a) di fig. 1.

L'impiego dell'insieme dei due potenziometri sarà il seguente: prendiamo per esempio il caso in cui si constata che l'audizione non dà molti acuti e allo stesso tempo più bassi.

Si deve allora fare in modo di accentuare gli acuti e attenuare i bassi, dunque si deve realizzare una correzione secondo le curve di fig. 1h. Nel caso in cui le correzioni devono essere di valore naturale, si effettuerà la massima correzione dunque (vedere fig. 2) il potenziometro dei bassi con l'indice nel punto —10 e il potenziometro degli acuti con l'indice nel punto +10. Quando invece è necessario fare una correzione meno pronunziata, si potrà ottenere una curva come per esempio **b' h'**, corrispondente alle posizioni —4 verso il minimo dei bassi e + 5 verso il massimo degli acuti.

Nelle apparecchiature di precisione, si troveranno delle graduazioni in decibel: zero per la curva lineare, positivo per le esaltazioni e negativo per le attenuazioni.

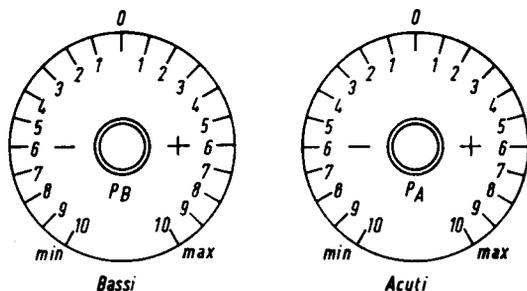



Fig. 2 - Esempio di disposizione dei due potenziometri dei bassi e degli acuti.

Si deve notare che, quando si ascolta un disco su un registratore magnetico, si effettuano delle correzioni rappresentate da due posizioni precise per mezzo dei due potenziometri P_B e P_A. Di conseguenza è necessario poter disporre di queste correzioni anche durante l'ascolto, tenendo conto delle regolazioni precedenti.

Circuito di tono a due regolazioni

Un circuito di tono con due regolazioni è riportato in fig. 3 e si può vedere fra i due transistor T_2 e T_3; questo circuito è un semplice preamplificatore.

Il segnale viene applicato nel punto A e quindi viene trasmesso per mezzo di un condensatore da 10 μF sulla base di T_1

TABELLA 1

	Esaltazione massima	Attenuazione massima
Acuti	13,5 dB a 10 kHz	12 dB a 10 kHz
Bassi	11 dB a 40 Hz	16 dB a 40 Hz

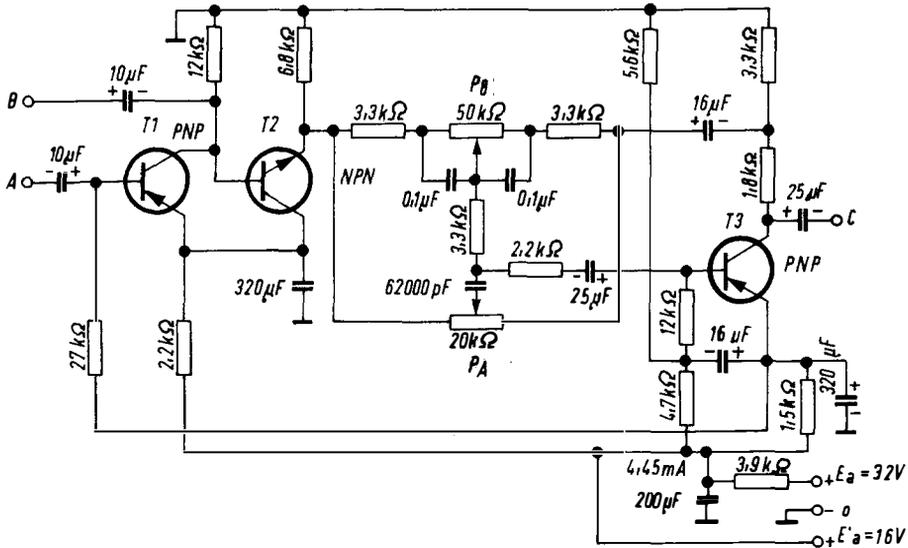



Fig. 3 - Esempio di circuito di tono provvisto di due regolazioni.

(AC 107). Come si può vedere il collegamento fra i transistor T_1 e T_2 è diretto; il transistor T_2 è del tipo AC 172 o ASY 28.

Oltre agli elementi di correzione RC e ai potenziometri P_B e P_A, il circuito di tono tipo Baxandall comprende un circuito di controreazione posto sul transistor T_3 che può essere del tipo ASY 27 oppure OC45 o OC44 che contribuisce alla correzione.

Il punto B permette di collegare un circuito di controreazione fra il collettore e la base di T_1; questo circuito permette di realizzare diverse correzioni fisse corrispondenti a diverse sorgenti di segnali. Il punto c è l'uscita del preamplificatore, e può essere collegato direttamente all'ingresso di un amplicatore anche non provvisto di circuiti correttori. E' possibile intercalare fra il punto c e l'amplificatore, un circuito speciale a filtri e una regolazione generale del guadagno se l'amplificatore non ne è già provvisto al suo ingresso.

Nella tabella 1 abbiamo riportato i valori limite che si possono ottenere con i potenziometri P_B e P_A i cui cursori sono posti al massimo in un senso o nell'altro.

Il circuito può essere alimentato con una tensione di 32 V attraverso la resistenza da 3,9 kΩ oppure direttamente con una tensione di 16 V.

In fig. 4 è riportato un altro circuito di tono provvisto di due regolazioni; esso è composto da un transistor che funziona da preamplificatore e da amplificatore. All'ingresso del circuito si può collegare un pick-up ceramico o piezoelettrico monofonico oppure se il complesso è formato da due canali uguali, un pick-up stereofonico. Per la regolazione dei toni bassi viene impiegato il potenziometro P_B

mentre per la regolazione degli acuti il potenziometro P_A; queste regolazioni sono indipendenti fra di loro e allo stesso tempo danno degli effetti di esaltazione come quelli di fig. 1b, 1c, 1g e di attenuazione come quelli di fig. 1e, 1f, 1i o le combinazioni di questi effetti a tutti i livelli.

Nel circuito sono previste tutte le correzioni fisse necessarie alla sorgente di segnali utilizzata; fra queste si può notare il circuito di controreazione selettivo disposto fra *il* collettore e la base del transistor T_1. Il segnale di uscita di questo preamplificatore correttore si può trovare sul condensatore da 5 μF collegato al collettore del transistor T_1. E' consigliabile inserire fra questo condensatore e l'ingresso dell'amplificatore accoppiato, una regolazione del guadagno. Il potenziometro da 15 kΩ deve possedere una presa a 10 kΩ dal lato di massa .

Circuiti di correzione fissi

Nel circuito di fig. 4 era previsto un solo dispositivo di correzione. Nella maggior parte dei casi, quando si possiede un complesso di bassa frequenza, si hanno a disposizione diverse sorgenti di segnali, ognuna delle quali necessita di una correzione diversa.

In fig. 5 abbiamo riportato lo schema di un circuito d'ingresso che permette l'allacciamento simultaneo delle sorgenti seguenti:

a) pick-up magnetico o magnetodinamico

b) pick-up piezoelettrico o ceramico

c) ingresso per segnali a livello elevato come per esempio nel caso dei segnali forniti da circuiti rivelatori di radioricevitori AM o FM o del suono TV; in questa posizione più che una correzione si avrà una forte riduzione del suono applicato.

d) microfono.

Con questo particolare circuito è possibile lasciare collegate in permanenza le quattro sorgenti, mettendole in funzione con un commutatore. Se il pick-up è del tipo magnetico da 500 mH, è necessario collegare una resistenza fra l'ingresso e la massa il cui valore dipende dal pick-up scelto; il valore nella maggior parte dei casi è compreso fra 20 kΩ e 100 kΩ e sono anche talvolta indicati nelle note di servizio dal costruttore. Nella tabella II sono stati riportati i valori della tensione d'ingresso e dell'impedenza a 1 kHz di ciascuna sorgente.

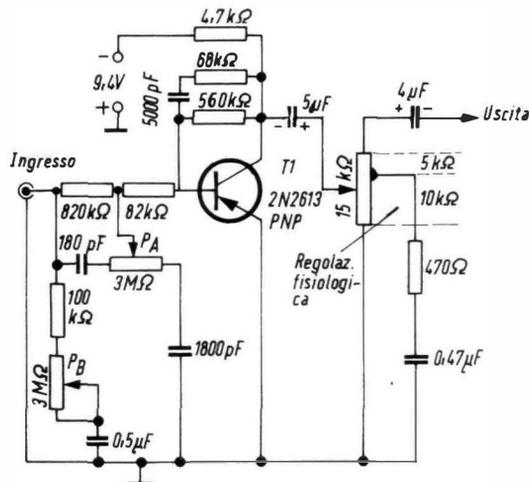



Fig. 4 - Esempio di circuito di tono a due regolazioni.

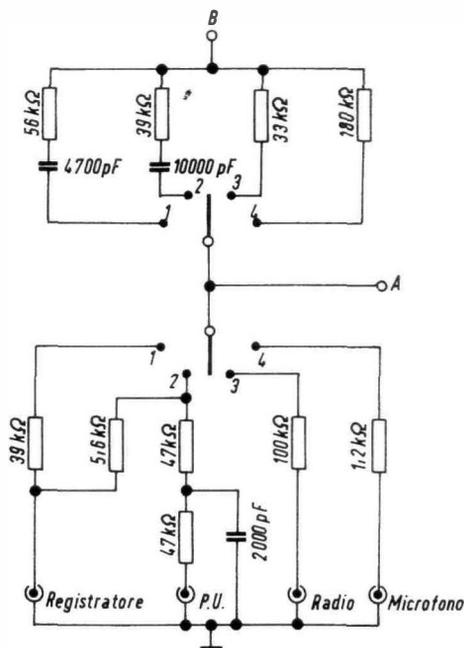



Fig. 5 - Circuito d'ingresso che permette il collegamento simultaneo di diverse sorgenti.

TABELLA II

Sorgente	Tensione d'ingresso (mV)	Impedenza (kΩ)
Posizione 1 (Pick-up magnetico)	3	4,1
Posizione 2 (Pick-up piezoelettrico)	da 250 a 350	75
Posizione 3 (Radio-TV)	350	85
Posizione 4 (Microfono)	2	2

Con le tensioni indicate, si deve ottenere all'uscita del circuito di fig. 4 quello che si trova nei punti A e B di fig. 5, un po' più di 300 mV nel punto C.

Questo valore di tensione è adatto a pilotare l'ingresso di numerosi amplificatori di bassa frequenza.

Filtri fissi

In fig. 6 è rappresentato un dispositivo di correzione fissa interessante e utilizzata molto di sovente; questo può essere collegato anche al circuito di fig. 3.

Fig. 7 - Curve illustranti l'effetto prodotto nelle tre posizioni del commutatore I_2.

Le due resistenze sono da 1,2 kΩ, i condensatori sono da 47.000 pF nella posizione 1 dei commutatori 12_A - 12_B a tre posizioni e da 1000 pF nella posizione 2. Quando il commutatore è nella posizione 3, non si ha alcuna capacità e il circuito funziona solo da attenuatore e non da correttore della curva di risposta. Quando il potenziometro VC ha un valore di

Fig. 6 - Circuito di filtro fisso.

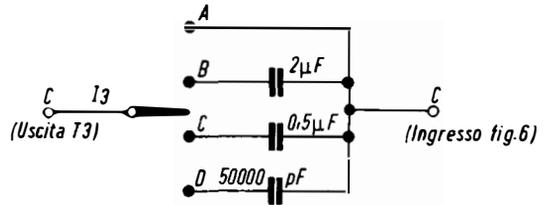



Fig. 8 - Esempio di circuito di filtro a tre ingressi diversi.

Il segnale di uscita del dispositivo si trova nel punto D quando l'amplificatore di bassa frequenza ad esso collegato non possiede alcuna regolazione di guadagno nello stadio d'ingresso oppure nel punto E quando l'amplificatore possiede una regolazione del guadagno all'ingresso avente un valore di circa 10 kΩ. I filtri sono a due cellule di tipo RC a π.

10 kΩ, si fa in un rapporto di 10/12,4 cioè circa 20%.

Le curve di fig. 7 mostrano l'effetto prodotto nelle tre posizioni del commutatore I_2.

Nella posizione 1 i condensatori in parallelo sono elevati, la caduta del guadagno alle frequenze elevate è progressivo ma rapido.

microfoni, diffusori a tromba
unità magnetodinamiche, colonne sonore,
miscelatori, amplificatori b.f.,
altoparlanti per hi-fi,
componenti per hi-fi, casse acustiche

AMPLIFICATORE B.F.
AM 8300

interamente equipaggiato con transistor professionali al silicio

potenza d'uscita: 300 W

potenza massima (di picco): 500 W

circuiti d'entrata: 4 canali micro con impedenza d'ingresso 60 ÷ 600 Ω; 1 canale commutabile fono-registratore 0,5 MΩ; 1 canale per miscelatore (posteriore) 100 kΩ

alimentazione totalmente stabilizzata c.a. 50/60 Hz; 100 ÷ 270 V. oppure c.c. 36 V.

AMPLIFICATORE B.F.
AM 8150

interamente equipaggiato con transistor professionali al silicio

potenza d'uscita: 150 W

potenza massima (di picco): 250 W

circuiti d'entrata: 3 canali micro con impedenza d'ingresso 60 ÷ 600 Ω; 1 canale commutabile fono-registratore: 0,5 MΩ; 1 canale per miscelatore (posteriore) 100 kΩ

alimentazione totalmente stabilizzata c.a. 50/60 Hz; 100 ÷ 270 V. oppure c.c. 36 V.

42029 S. Maurizio REGGIO EMILIA
Via Notari Tel. 39.265 - 44.253
20145 MILANO
Via Giotto 15 Tel. 468.909

COSTRUZIONI ELETTROACUSTICHE DI PRECISIONE

Nella posizione 2 del commutatore, l'effetto è meno pronunciato in quanto le capacità parallele sono basse, mentre in posizione 3 la curva resta invariata.

Si deve notare che in posizione, 1, l'attenuazione è di 7 dB circa a 10 kHz. Se fossero necessarie delle attenuazioni maggiori, si potrebbe aumentare le capacità del filtro. A questo scopo, si potranno montare dei commutatori a cinque posizioni con delle capacità di 0,2 μF, 0,1 μF, 47.000 pF e 1000 pF nelle posizioni da 1 a 4.

Questi filtri funzionano da attenuatori dei toni acuti e sono utili nel caso in cui l'audizione comporti dei ronzii, dei fruscii (rumore di fondo, radio, dischi usati).

Il rumore alle basse frequenze può essere anche attenuato con un procedimento molto semplice che non necessita che di un commutatore e diverse capacità. Così nel caso del circuito di fig. 6, si potrà disporre all'ingresso un circuito come quello di fig. 8.

Il commutatore I_3 sarà collegato al punto c cioè alla uscita del preamplificatore di fig. 3. Nella posizione A si ristabilisce la situazione normale, dunque per l'effetto di questo filtro.

Nelle posizioni B, C e D le capacità collegate in serie sono sempre più basse, si avrà una attenuazione sempre più pronunziata ai toni bassi, secondo delle curve come quelle di fig. 1f.

I valori indicati: 2 μF, 0,5 μF, 50.000 pF non sono per nulla critici e si potranno provare tutti gli altri valori.

(Da « Le Haut Parleur » 1161)

La R.C.A. ha presentato sul mercato americano un nuovo modello di ricevitore per TV a colori, interamente a stato solido.
In questo apparecchio viene anche impiegato un certo numero di circuiti integrati; per il circuito di controllo automatico di sintonia e per la sezione audio; quest'ultima è stata studiata appositamente per eliminare il transistor pilota dell'uscita.
La deflessione orizzontale è ottenuta con diodi controllati al silicio, comandati da un oscillatore autobloccato a transistor. Il circuito di sintonia VHF usa come amplificatore un transistor FET con uno stadio miscelatore a transistor appositamente studiato per sostituire la vecchia configurazione a valvole in cascode.
Come raddrizzatore alta tensione viene ancora usata una valvola, l'unica dell'intero apparecchio. Probabilmente i responsabili della produzione R.C.A. non si sono sentiti di affrontare le maggiori spese che comporta oggi l'uso di un raddrizzatore per alta tensione a stato solido, ed hanno commesso un errore, in quanto diverse case produttrici stanno realizzando nuovi tipi.
La Motorola per esempio ha presentato un raddrizzatore per alta tensione (picco inverso di 45.000 V) ad un prezzo già abbastanza competitivo.
Così presto vedremo scomparire anche dai TV a colori l'ultima valvola.

Londra. Un transistor epitassiale, planare al silicio, del tipo a n-canali è stato inserito dalla Mullard nella serie dei transistor ad effetto campo. Il nuovo prodotto è destinato alle applicazioni dove il progetto-circuito è basato su rumorosità minima e bassa distorsione di intermodulazione. Denominato 2N3823, ha un dato di rumorosità di 2,5 dB a 100 MHz.
Le applicazioni dove l'impedenza di entrata tipicamente alta, il basso livello di rumorosità e la ridotta capacità di reazione che caratterizzano il transistor 2N3823 daranno notevoli vantaggi, comprendono: preamplificatori per rivelatori di radiazioni e microfoni a condensatore, amplificatori r.f., amplificatori d.c. a bassa deriva e preamplificatori per oscilloscopi ad ampia banda.

In questa seconda parte dell'articolo vengono riportate alcune considerazioni sugli stadi finali senza trasformatore dei circuiti push-pull serie; nella parte conclusiva riportiamo inoltre alcuni circuiti amplificatori BF con stadi finali in push-pull serie P-N-P/N-P-N.

BASSA FREQUENZA

Parte II

AMPLIFICATORI B.F. A TRANSISTOR SENZA TRASFORMATORI D'USCITA

Nel corso dell'articolo descriveremo dei circuiti amplificatori di bassa frequenza aventi degli stadi finali P-N-P/N-P-N, oppure degli stadi finali a circuito complementare simmetrico P-N-P/N-P-N; ricordiamo che questi due circuiti hanno diversi punti in comune.

Un fattore molto importante per la determinazione della tensione di comando dei transistor di uscita è dato dallo stadio pilota. Se si vuole ottenere una tensione di valore più simile alla tensione di alimentazione del circuito pilota, si deve fare in modo che la tensione di alimentazione del transistor pilota e la caduta di tensione ai capi della resistenza di emettitore siano basse.

Il consumo della corrente di base è massimo quando il transistor finale T_3 è saturato; vale a dire che sulla resistenza di collettore dello stadio pilota si trova una tensione di cresta determinata che è una funzione del valore massimo della tensione alternata di base. Come si potrà facilmente verificare questa tensione è maggiore della tensione di alimentazione disponibile, di conseguenza lo stadio pilota deve essere alimentato con una tensione più elevata. Prendendo in considerazione i circuiti riportati, è possibile ottenere la tensione di alimentazione supplementare, sommando la tensione di uscita con la tensione di alimentazione dello stadio pilota non più al polo negativo della batteria ma alla resistenza di uscita.

Negli stadi finali push-pull serie senza trasformatore i due transistor finali hanno sui collettori solo la metà della tensione di alimentazione, al contrario di quanto succedeva con gli altri stadi finali in parallelo. Di conseguenza si avrà che a parità di potenza, si avranno dunque delle correnti di base di valore almeno doppio con conseguente raddoppio anche della corrente di pilotaggio.

Un adattamento di potenza molto migliore si avrà nel caso in cui lo stadio pilota sia accoppiato per mezzo di un trasformatore, mentre allo stesso tempo anche la corrente di pilotaggio avrà un valore relativamente basso.

In questo caso, al contrario di quello che si aveva in uno stadio push-pull classe B equipaggiato con trasformatore di uscita; la tensione di alimentazione può avere un valore uguale alla tensione di collettore massima possibile; in altre parole, pur utilizzando dei transistor uguali, la tensione di alimentazione può essere anche due volte più grande.

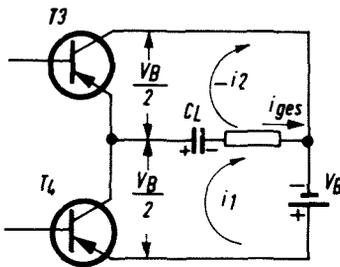



Fig. 1 - Schema semplificato di uno stadio finale.

Si deve tener conto che nelle resistenze di emettitore dei transistor finali viene dissipata una certa potenza e quindi queste resistenze non possono essere eliminate in quanto sono importanti per la stabilità termica, mentre in unione alle resistenze di uscita assicurano una buona linearità nelle caratteristiche dei transistor.

In fig. 1 è rappresentato lo schema semplificato di uno stadio finale. Come si può vedere la tensione di alimentazione V_B è posta fra l'emettitore del transistor T_4 e il collettore del transistor T_3. La corrente i_1 carica il condensatore di uscita C_L nella semialternanza durante la quale il transistor T_4 è saturato.

Quando il transistor T_3 conduce, la corrente i_2 viene fornita esclusivamente dall'energia immagazzinata in precedenza dal condensatore C_L. Per eliminare gli inconvenienti che deriverebbero dalle elevate variazioni della tensione di carica e scarica, i condensatori C_L devono avere delle capacità piuttosto elevate. Le variazioni della tensione di carica e scarica provocherebbero delle notevoli distorsioni nel segnale di uscita alle basse frequenze.

In fig. 2 sono riportate le curve della corrente alternata di uscita nel caso di un amplificatore push-pull in classe B senza trasformatore.

Amplificatori BF con stadi finali push-pull serie P-N-P/N-P-N

In fig. 3 è stato riportato lo schema elettrico di un amplificatore che può fornire una potenza di uscita di 1 W con una tensione di alimentazione di 9 V e una resistenza di carico di 8 Ω. Il circuito è formato da uno stadio preamplificatore e da uno stadio pilota equipaggiati di un transistor AC151 ciascuno e da uno stadio finale push-pull serie equipaggiato di una coppia di transistor AC153. Il guadagno minimo in corrente continua di questi transistor, con una corrente di collettore di 300 mA, è di circa 130.

Il punto di funzionamento del transistor T_3 è regolato per mezzo dello stadio pilota, mentre il punto di funzionamento di T_4 è regolato per mezzo di un partitore di tensione il cui dimensionamento viene effettuato molto accuratamente tenendo conto della temperatura di funzionamento. Il tran-

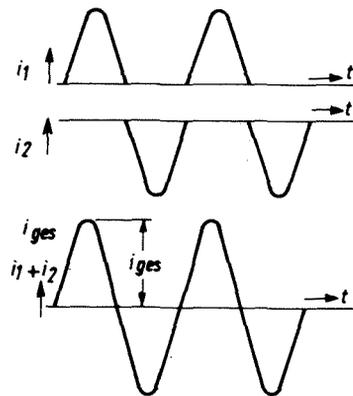
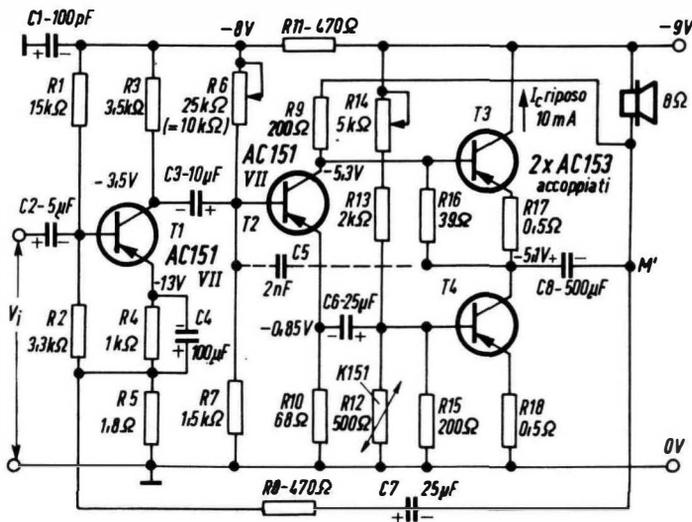



Fig. 2 - Curve che rappresentano la corrente alternata misurata all'uscita di un amplificatore classe B senza trasformatore.

sistor T_3 funziona secondo un montaggio a collettore comune mentre T_4 secondo un montaggio a emettitore comune; di conseguenza si avrà che ogni transistor dello stadio pilota sarà caricato in modo diverso per quanto riguarda i rispettivi transistor finali. La resistenza R_{16} da 39 Ω collegata tra la base del transistor T_3 e il punto centrale assicura il bloccaggio di T_3 durante la semialternanza in cui T_4 è saturato. Nel caso di circuiti finali push-pull serie la stabilizzazione termica del

chiesta una potenza d'uscita superiore (circa 6 W) sarebbe sufficiente sostituire solamente qualche elemento del circuito. Nello schema di fig. 5 sono state riportate le modifiche necessarie per la trasformazione del circuito, mentre le considerazioni fondamentali riguardanti il circuito sono le stesse che valgono per l'amplificatore da 1 W di fig. 3.

In fig. 6 riportiamo un circuito amplificatore adatto a fornire una potenza di

Fig. 3 - Schema elettrico di un amplificatore BF push-pull serie avente una potenza di uscita di 1 W.

punto di funzionamento dei transistor finali è un po' più complicata che negli stadi finali abituali, in quanto il punto di funzionamento del transistor T_3 viene regolato per mezzo di T_2 mentre quello del transistor T_4 viene regolato per mezzo del partitore di tensione posto sulla base.

Se si vuole ottenere una buona stabilità termica è consigliabile inserire nel partitore di tensione (posto sulla base del transistor T_4) un termistore che provvede alla compensazione dell'influenza della temperatura ambiente.

Per quanto riguarda il transistor T_3, l'effetto di compensazione è svolto dallo stadio pilota di T_2.

In fig. 4 è rappresentato il circuito elettrico di un amplilcatore avente una potenza d'uscita di 4 W; nel caso fosse ri-

1 W equipaggiato dei transistor complementari AC152 (P-N-P) e AC127 (N-P-N).

Si è notato che è più difficile ottenere dei buoni risultati con una coppia di transistor dello stesso tipo in un circuito push-pull serie che con una coppia di transistor complementari; in quanto è difficile trovare due transistor uguali con delle caratteristiche identiche o quasi mentre è più facile ottenere un buon funzionamento con transistor aventi delle caratteristiche diverse ma complementari.

Studi accurati hanno accertato che il transistor P-N-P tipo AC152 si adatta molto bene all'accoppiamento con il transistor N-P-N tipo AC127. Con questa coppia si ottengono dei valori di distorsione molto buoni. Il circuito di fig. 6 rappresenta un amplificatore a tre stadi alimentato con una tensione di 9 V; la resistenza

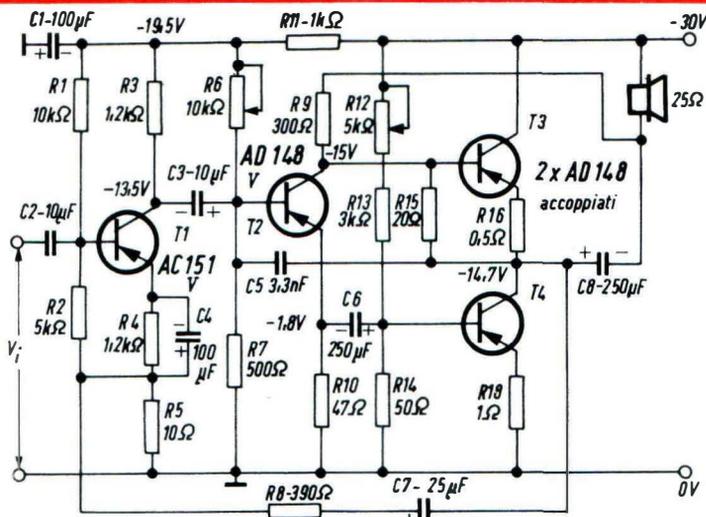



Fig. 4 - Schema elettrico di un amplificatore BF avente una potenza d'uscita di 4 W.

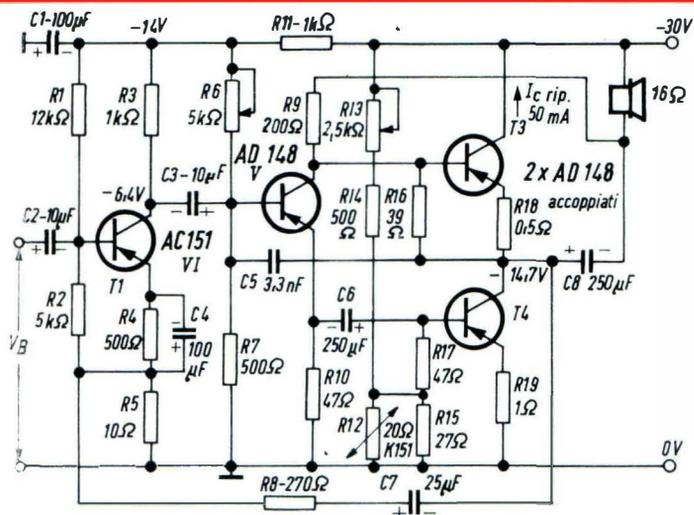



Fig. 5 - Schema elettrico di un amplificatore BF avente una potenza d'uscita di 6 W.

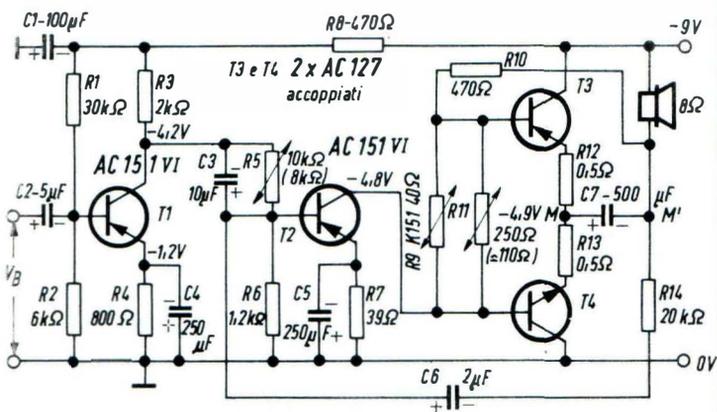



Fig. 6 - Schema elettrico di un amplificatore a tre stadi avente una potenza d'uscita di 1 W.

di carico è di 8Ω, il coefficiente di distorsione misurato con una potenza pari alla metà di quella nominale, cioè 0,5 W, è del 3,3%.

Come si può vedere, il circuito è di tipo tradizionale tranne per quanto riguarda lo stadio finale in quanto i due transistor finali sono praticamente montati in serie per la corrente continua; questo particolare circuito permette di eliminare lo stadio sfasatore. Il potenziometro R_{11} serve per la regolazione della corrente di riposo che attraversa i due transistor .

L'aggiunta delle resistenze da 0,5 Ω sugli emettitori di ciascun transistor ha portato a una diminuzione della distorsione e della corrente di riposo. La resistenza R_7 produce una perdita di tensione in presenza di un segnale massimo e di una tensione di saturazione $V_{ce\ sat}$ del transistor T_2, che viene compensata dal fatto che la resistenza di collettore R_{10} dello stadio pilota non è più collegata direttamente al polo negativo dell'alimentazione ma è collegata alla resistenza di uscita. Il transistor R_9 serve alla stabilizzazione delle variazioni di temperatura del punto di funzionamento dello stadio finale mentre le variazioni di temperatura dello stadio pilota vengono compensate a causa del fatto che il partitore di tensione non è collegato al polo negativo dell'alimentatore ma al collettore dello stadio preamplificatore; in questo modo le variazioni di temperatura del preamplificatore vengono a opporsi a quelle dello stadio pilota.

La tensione V_M di 4,9 V è superiore alla metà della tensione di alimentazione allo scopo di assicurare un pilotaggio simmetrico dello stadio pilota.

Ai due transistor finali vengono così applicate due tensioni di valore diverso e cioè 4 V per il transistor P-N-P e 5 V per quello N-P-N. Si può così constatare che la dissipazione del transistor N-P-N è più elevata di circa il 25%. Anche per quanto riguarda la resistenza termica dell'AC127 si può constatare che ha un valore maggiore di quella dell'AC152 (110°C/W e 50°C/W rispettivamente); di conseguenza nel caso i due transistor fossero montati su radiatori separati è consigliabile montare il termistore sul radiatore che ha la superficie maggiore (nel nostro caso il radiatore dell'AC127).

(Da « Le Haut - Parleur » 6708)

La produzione dei circuiti integrati dell'Associated Semiconductor Manufacturers, il nuovo gruppo inglese formato da Mullard e GEC, sta ora raggiungendo un ritmo di circa 100.000 pezzi al mese.

La produzione consiste di circa 25 differenti circuiti, di cui il 20% sono del tipo DTL. Il progresso nello stabilimento di Southampton, da quando la produzione IC iniziò circa un anno fa, è stato più rapido di quanto ci si aspettasse; si spera che nel giro di un anno la produzione aumenti a 400.000 pezzi al mese.

I circuiti MOS si aggirano all'incirca tra l'8 e il 10% della produzione totale di IC, e questa percentuale è destinata ad aumentare fino al 20% entro il 1975.

La complessità dei circuiti MOS, attualmente in produzione, è notevole; si raggiungono le 800 funzioni su un solo « chip ». Comunque per quanto riguarda i circuiti bipolari l'integrazione a media scala (MSI) è ancora allo stadio di ricerca e sviluppo, ma la compagnia prevede una gran quantità di utenti per circuiti di questo tipo, dai primi del 1970.

Per quanto riguarda il futuro, si pensa che la chiave di tutto sia il grande sviluppo dei materiali, e di conseguenza tale compagnia sta investendo grandi mezzi in tali ricerche, col proposito di continuare da sola su tale fronte.

La Mullard ha annunciato di avere recentemente firmato il contratto per la fornitura di 200.000 circuiti TTL alla ICL, e prevede di concludere presto altri grossi contratti con numerose compagnie europee.

La Casa danese B & O è conosciuta per tecnica qualità e linea d'avanguardia

Possedere un prodotto di qualità e avere nella propria casa dei magnifici apparecchi, come ad esempio, un registratore o un complesso stereo B & O, è una ambizione di tutti. A questo piacere si aggiunge la sicurezza che i prodotti B & O sono venduti unicamente da organizzazioni altamente qualificate nella vendita di prodotti radio.
Nel mercato mondiale dei fabbricanti d'elettronica, la marca B & O garantisce prodotti di prima qualità, e i clienti più esigenti, per i quali il prezzo non è la sola condizione, preferiscono questi apparecchi caratterizzati da una tecnica d'avanguardia e da un disegno elegante e sobrio, secondo le migliori tradizioni danesi.
Perchè quindi dovreste accontentarVi del meno, potendo il più?

REGISTRATORE STEREOFONICO SEMIPROFESSIONALE TRANSISTORIZZATO BEOCORD 2000 DE LUXE K

REGISTRATORE STEREOFONICO SEMIPROFESSIONALE TRANSISTORIZZATO BEOCORD 2000 DE LUXE T PORTATILE

A/S BANG & OLUFSEN - STRUER - DENMARK

PROTEZIONE DEGLI STRUMENTI MEDIANTE SEMICONDUTTORI

Riportiamo in questo articolo una serie di semplici circuiti equipaggiati di transistor o di diodi adatti a proteggere le bobine mobili degli strumenti da eventuali sovraccarichi elettrici.

Come ben si sa gli strumenti a bobina mobile sono piuttosto costosi e si possono danneggiare facilmente a causa di un sovraccarico accidentale di corrente, per un errato collegamento, un componente difettoso oppure anche nel caso in cui durante la misura si commetta qualche errore di portata. Uno strumento non protetto può venire danneggiato da un eventuale sovraccarico; l'effetto del sovraccarico può manifestarsi sia con la vera e propria rottura dello strumento oppure provocando un errore di valore notevole nella lettura dello strumento.

Con i moderni tipi di semiconduttori si possono facilmente proteggere gli strumenti da eventuali sovraccarichi di corrente; di conseguenza si potrebbero equipaggiare tutti gli strumenti con uno di questi circuiti di protezione che stiamo per descrivere, infatti un semplice diodo costa molto poco rispetto allo strumento.

Caratteristiche degli strumenti a bobina mobile

Uno strumento a bobina mobile è formato da una bobina di filo molto sottile che è sospeso nel campo di un forte magnete permanente e bilanciato su un perno. Durante la misura, la corrente passa attraverso la bobina e la sposta facendo reazione con una molla.

L'indice o « ago » fissato alla bobina, indica il valore della corrente per mezzo del suo spostamento sulla scala dello strumento. Un eventuale sovraccarico di corrente può danneggiare sia la bobina mobile che il supporto, come pure la molla e l'indice.

La bobina di uno strumento deve avere una certa resistenza rispetto allo spostamento a fondo scala, la caduta di tensione attraverso questa bobina di solito può raggiungere qualche volta la gamma di 30-300 mV; in casi molto eccezionali si possono avere dei valori minori di 5 mV o maggiori di 500 mV. Negli impieghi pratici, gli strumenti usati nei laboratori hanno solitamente i seguenti valori:

strumento da 1 mA: resistenza della bobina di 75Ω (per esempio una caduta di tensione a fondo scala di 75 mV);

strumento da 100 μA: resistenza di 3,250Ω (125 mV fondo scala);

strumento da 50 μA: resistenza di 2,5Ω (125 mV fondo scala);

Limiti della corrente di sovraccarico

I difetti degli strumenti possono essere causati da impulsi di corrente molto alti di breve durata oppure da alti sovraccarichi continui.

L'impulso di breve durata fa ruotare l'insieme della bobina mobile in modo così violento che l'indice può venire danneggiato.

Il sovraccarico continuo conduce al sovrariscaldamento durante il quale la molla antagonista oppure il filo di cui è costituita la bobina fonde e apre il circuito.

Metodi di protezione degli strumenti

In sostanza per effettuare una protezione si può shuntare lo strumento.

Per effettuare una protezione di tipo parallelo si deve collegare attraverso i suoi terminali un elemento attraverso il quale passa una corrente trascurabile mentre l'indice si trova all'inizio della scala, e bypassa la maggior parte della corrente in eccesso quando lo strumento inizia a lavorare verso il fondo scala.

Nella protezione serie è necessario fissare a un terminale dello strumento un elemento in cui passa corrente fino al limite di corrente con una caduta di tensione trascurabile, ma che presenta un'elevata resistenza alle correnti eccessive. Naturalmente, si possono usare entrambi i metodi insieme.

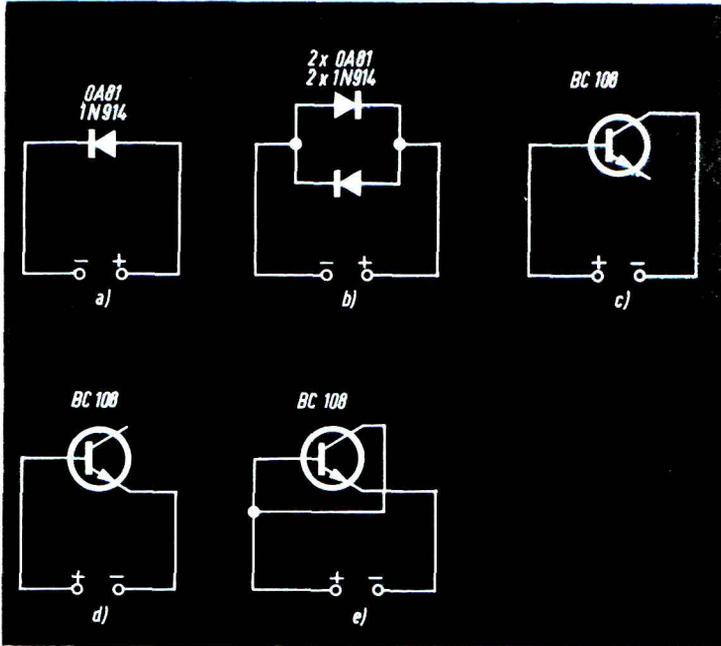



Fig. 1 - Protezione shunt con un diodo a polarizzazione diretta di strumenti a bobina mobile: a) diodo singolo per sovraccarico diretto; b) doppio-diodo (per sovraccarichi diretti o inversi); c) transistor con la giunzione collettore-base usata come diodo; d) transistor con la giunzione emettitore-base usata come diodo; e) transistor con il collettore e la base collegati insieme.

Circuiti di protezione -shunt

Il metodo più semplice e allo stesso tempo efficace per proteggere la bobina mobile dello strumento da sovraccarichi non troppo elevati è quello di collegare un diodo semiconduttore attraverso i terminali dello strumento, provvedendo alla polarizzazione come è indicato in fig. 1 (a).

Quando lo strumento viene impiegato per la misura di correnti, la caduta di tensione attraverso la sua bobina polarizza direttamente il diodo. I diodi possono essere selezionati in modo che la corrente diretta sia trascurabile in confronto alla corrente dello strumento fino alla tensione di fondo scala dello strumento (30-150 mV come già detto). Oltre il fondo scala la corrente dello strumento continua ad aumentare linearmente con la tensio-

ne, ma la corrente di perdita attraverso il diodo aumenta in modo esponenziale. In questo modo il diodo di sicurezza shunta sempre più la corrente applicata progressivamente dalla bobina dello strumento.

Selezione del diodo shunt

Prima dell'introduzione dei transistor e dei diodi nella protezione degli strumenti, venivano impiegati i raddrizzatori al selenio o all'ossido di rame; la corrente di fuga di questi raddrizzatori era troppo alta per gli strumenti a corrente bassa. Oggigiorno, diodi al germanio e al silicio con la loro bassa corrente di fuga, possono essere usati nella maggior parte dei microamperometri.

Nei moderni diodi al silicio e al germanio, la corrente diretta, I_F aumenta con la tensione V_F come si può vedere nella tabella. Analizzando questa tabella, si noterà che i diodi al germanio dànno una migliore protezione ai sovraccarichi rispetto ai diodi al silicio. Per esempio, quando la tensione attraversa la bobina dello strumento aumenta fino a 0,45 V, un diodo al germanio raggiunge i 10 mA, mentre un diodo al silicio arriva solo fino a 10 μA. Per un sovraccarico di 100 mA, la tensione attraverso lo strumento sarà di 0,55 V con diodi al germanio e di 0,85 V con diodi al silicio.

Dall'altro lato, la corrente di fuga maggiore del diodo shunt al germanio è in grado di dare un errore maggiore che i diodi al silicio, particolarmente con microamperometri sensibili a resistenza elevata. In uno strumento da 50 μA con 125 mV a fondo scala, con una lettura di 10 μA la caduta di tensione attraverso i terminali dello strumento dovrebbe essere di 12,5 mV. Con questo livello, il diodo al germanio dovrebbe avere circa una corrente di fuga di 1 μA, cosa che provocherebbe un errore di lettura di 10 μA. Al contrario nel diodo al silicio dovrebbero passare solo 10 nA (0,01 μA) e non si dovrebbe avere alcun errore visibile. Nel caso di strumenti meno sensibili, come per esempio quelli del tipo da 1 mA, non ha di solito alcuna importanza l'impiego di diodi al germanio o al silicio.

Il metodo pratico è di far passare circa 1/10 della corrente di fondo scala attraverso lo strumento e osservare quindi i cambiamenti di lettura riscontrabili quando si collega il diodo attraverso lo strumento. Quando la corrente a fondo scala aumenta si sceglie di nuovo il valore collegando o scollegando il diodo.

Per ogni tensione diretta data, la corrente del diodo aumenta con la temperatura. Per la maggior parte delle applicazioni di laboratorio dove gli strumenti vengono di solito usati a temperatura ambiente, generalmente questo accorgimente può essere ignorato. I diodi più comunemente usati per la protezione degli strumenti sono i tipi OA81 al germanio e gli 1N914 al silicio.

Protezione shunt contro i sovraccarichi inversi

Il semplice circuito a diodo di fig. 1 (a) serve a proteggere lo strumento solamente contro i sovraccarichi diretti. Però è anche importante proteggere gli strumenti contro i sovraccarichi inversi. Questo si può fare facilmente mettendo in parallelo al primo diodo un secondo diodo polarizzato come si può vedere dalla fig. 1 (b). Questa protezione è importante specialmente con uno strumento avente lo zero sulla sinistra dove un sovraccarico inverso può mandare l'indice a urtare contro il perno di fermo, al contrario di uno strumento a zero centrale.

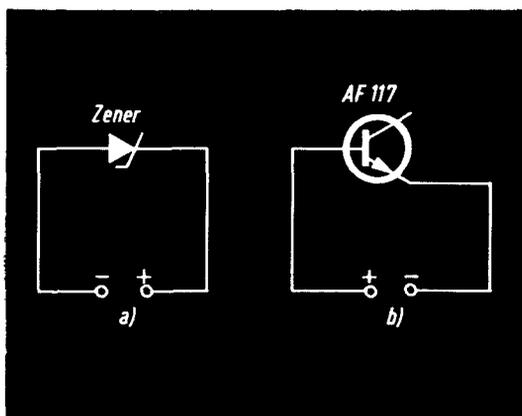



Fig. 2 - Protezione shunt di uno strumento con un diodo a polarizzazione inversa: a) diodo Zener a bassa tensione; b) diodo emettitore-base di un transistor a diffusione.

Transistor come diodi a protezione shunt

I transistor al silicio sono ora facilmente reperibili sul mercato e quindi talvolta si può usare una delle due giunzioni di un transistor come se fosse un diodo. La fig. 1 (c) mostra la giunzione collettore-base di un transistor BC 108 usato per sostituire il diodo di fig. 1 (a). Nella fig. 1 (d) è invece usata la giunzione emettitore-base; queste sostituzioni sono particolarmente utili quando si hanno a disposizione dei transistor di scarto.

Un'altra possibilità che si può adottare è quella di collegare un transistor come si vede in fig. 1 (e); in questo caso il collettore e la base sono collegate insieme e viene usata la giunzione emettitore-base. Questo ha il vantaggio che il circuito ha una caduta di tensione più bassa alle correnti elevate rispetto a quella che si aveva con un diodo.

Diodi shunt di « rottura »

Abbiamo finora visto dei circuiti di protezione shunt effettuati con diodi a polarizzazione diretta, ma è anche possibile usare dei diodi shunt con polarizzazione inversa. In fig. 2 (a) si può vedere uno strumento protetto da un diodo Zener. Quando la tensione diretta attraversa lo strumento è minore della tensione di rottura di Zener, quindi vi è una perdita trascurabile attraverso il diodo.

Quando la tensione dello strumento supera la tensione di Zener, la maggior parte della corrente di sovraccarico è shuntata dallo strumento attraverso il diodo Zener. La principale difficoltà pratica di questo circuito si incontra quando i diodi Zener lavorano con una tensione minore di circa 3 V, perché questi particolari tipi di diodi sono costosi.

Per sopperire a questo, si può usare la giunzione base emettitore di un transistor VHF al germanio p-n-p di tipo AF117, la cui tensione di rottura di emettitore è di solito compresa fra 1 e 1,5 V. In fig. 2 (b) viene mostrato il relativo circuito. La caratteristica di rottura di emettitore è molto simile a un diodo Zener, ma con una tensione minore.

Usando uno Zener o un transistor polarizzato inversamente per la protezione di uno strumento si hanno dei vantaggi ancora migliori.

In un altro tipo di protezione a diodo shunt, un secondo diodo shunt opportunamente polarizzato deve essere usato per proteggerlo contro i sovraccarichi inversi. Con il diodo Zener, o un equivalente dello Zener, viene applicata una corrente inversa allo strumento, il componente funziona come un diodo di protezione convenzionale a polarizzazione diretta. Perciò l'elemento provvede sia alla protezione dei sovraccarichi diretti che inversi.

« Durante gli 11 giorni di missione dell'Apollo 7 verranno trasmessi e microfilmati oltre 2 milioni di pagine di informazioni » ha dichiarato Herbert L. Tash, Direttore del Centro Elaborazione Dati del programma spaziale Apollo 7 presso il Manned Spacecraft Center di Houston, Texas.
I dati trasmessi dagli strumenti di bordo vengono registrati a terra dai computers su nastri magnetici e sono poi trasformati in immagini che vengono microfilmate all'istante. Mentre prima occorrevano anche sette giorni per la diffusione dei dati, ora gli scienziati della base spaziale dispongono in pochi minuti delle bobine microfilm con tutte le informazioni trasmesse dall'Apollo 7, che vengono esaminate per mezzo dei lettori-stampatori 3M.
« Per il programma Apollo » — aggiunge Tash — « ben più complesso di quelli precedenti, avevamo la necessità di diffondere le informazioni in modo più rapido che per il passato. Il microfilm, provato durante i lanci Gemini, fu perciò definitivamente adottato per le missioni successive.
Agli inizi microfilmavamo i tabulati dei computers e questo già ci consentiva di ridurre a qualche ora il tempo occorrente per la duplicazione e la divulgazione delle informazioni. Ora, invece, riusciamo a far circolare i dati nel giro di qualche minuto ».

CTH-2

MODULO PER LA REALIZZAZIONE DI INTERRUTTORI STATICI A THYRISTORI

ELETTRONICA INDUSTRIALE

La bassa caduta diretta, la capacità di blocco in senso diretto e inverso, l'elevato grado di sovraccaricabilità in transitorio, e le buone proprietà di controllo (deboli potenze richieste per il comando), fanno del thyristore il componente ideale per essere usato come interruttore statico.

L'impiego del thyristore come interruttore consente di disporre nella generalità dei casi, di prestazioni difficilmente ottenibili con altri componenti: mancanza di organi in movimento, mancanza di manutenzione, possibilità di impiego in ambienti deflagranti, alta velocità di manovra, possibilità di inserzione e disinserzione con corrente zero, massima elasticità di allacciamento alle terminazioni di eventuali gruppi di controllo automatici, con basse richieste di potenza nel circuito di comando.

Il modulo CTH-2, che è un particolare circuito di comando per thyristori, è essenzialmente costituito da un oscillatore a rilassamento con trasformatore a due uscite.

E' prevista una sola tensione di alimentazione a 24 V. Normalmente i terminali 2 e 3 del modulo, possono essere cavallottati e collegati nello stesso punto dell'alimentazione a 24 V. Tenendo presente che lo stadio di uscita del circuito, che fa capo al terminale 3, presenta elevati assorbimenti impulsivi, (0,5 A per 30 μs, con frequenza di ripetizione di 2 kHz), può essere opportuno disaccoppiare i terminali 2 e 3, per evitare disturbi ad eventuali circuiti esterni che utilizzano la stessa sorgente di alimentazione (fig. 2).

Il circuito è controllabile con comandi di tipo logico:

terminali 8-9 in corto-circuito: assenza di impulsi in uscita;

terminali 8-9 aperti: presenza di impulsi di uscita.

E' possibile l'impiego di più circuiti di comando di thyristori con ingressi in parallelo.

SPECIFICHE MECCANICHE

Dimensioni:	53×53×28 mm
Peso:	~ 140 gr.
Disposizione delle uscite:	ved. fig. 1

SPECIFICHE ELETTRICHE

Tensione di alimentazione:	24 V_{cc} ± 20%
Assorbimenti con tensione di alim. nominale:	
Terminale 2:	~ 4 mA
Terminale 3:	
Con uscite 12-13, 15-16 aperte:	~ 5 mA
Con uscite 12-13, 15-16 in corto:	~ 35 mA

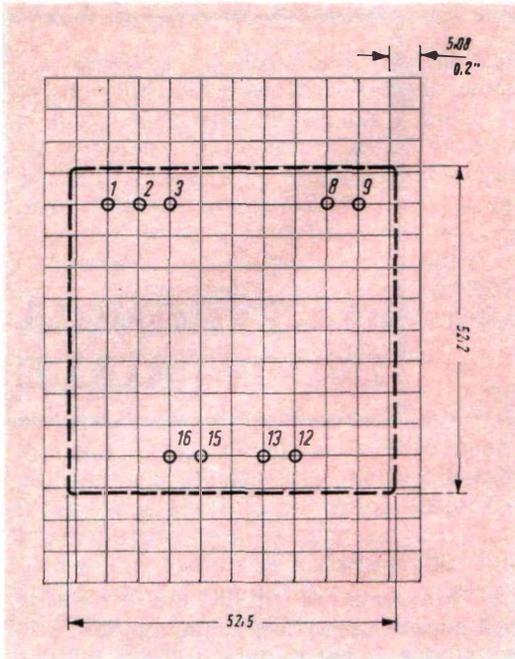



Fig. 1 - Disposizione delle uscite viste dal lato saldature.

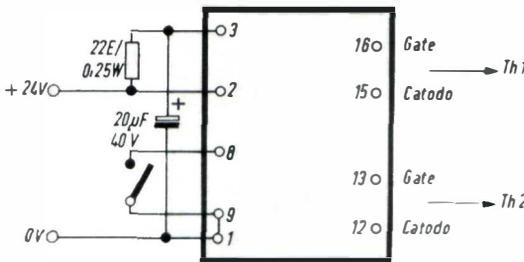



Fig. 2 - Schema di collegamento.

Fig. 3 - Schema tipico di impiego di un modulo CTH-2, per un comando on-off in corrente alternata.

Caratteristiche di uscita

Frequenza di ripetizione degli impulsi:	2200 Hz ± 15%
Durata dell'impulso al 50% della massima ampiezza:	> 25 µs
Tempo di salita (10-90%):	< 1 µs
Tensione a vuoto:	7,5 V
Corrente di corto-circuito:	600 mA
Tensione su R = 33 Ω (due uscite chiuse su 33 Ω):	> 5 V
Tensione su R = 33 Ω con l'altra uscita in corto-circuito:	> 4,5 V
Resistenza d'isolamento tra le due uscite e verso massa:	≥ 500 M Ω
Rigidità dielettrica tra le due uscite e verso massa:	2000 V

Caratteristiche d'ingresso

Tensione tra i terminali 8-9 (terminale 8 aperto):	≥ + 14 V
Corrente nel collegamento tra i terminali 8-9 (terminali 8-9 in corto):	≤ 1,6 mA
Presenza di impulsi in uscita con tensione tra 8-9:	≥ 14 V
Mancanza di impulsi in uscita con tensione tra 8-9:	≤ 10 V
Gamma di temperatura di funzionamento:	—10 ÷ +70 °C

ALCUNE APPLICAZIONI DEL CTH-2

In corrente continua

— Comando tutto-niente per ponti raddrizzatori monofasi e trifasi a thyristori, impiegati ad es. in magnetizzatori e smagnetizzatori, e in elettromagneti di sollevamento.

— Comando elettrovalvole in corrente continua.

In corrente alternata

— Comando elettrovalvole in corrente alternata.

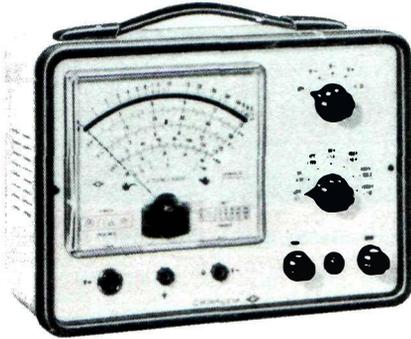
— Interruttori statici per i comandi di inserzione e inversione di motori asincroni e motori monofase a induzione.

La Chinaglia ELETTROCOSTRUZIONI s.a.s.

Via Tiziano Vecellio 32 - Tel. 25.102 - 32100 Belluno

presenta:

NUOVO VTVM 1001

Voltmetro elettronico di precisione ad alta sensibilità.

Resistenza d'ingresso

22 MΩ cc - 1 MΩ ca

SCATOLA in metallo bicolore grigio, munita di maniglia, cornice in polistirolo antiurto. Dimensioni mm 240 x 170 x 105. Peso g 2100.
QUADRANTE a specchio antiparallasse con 5 scale a colori; indice a coltello; vite esterna per la correzione dello zero. Flangia « Cristallo » gran luce in metacrilato.
STRUMENTO Cl. 1,5, 200 μA, 500 Ω, tipo a bobina mobile e magnete permanente.
COMMUTATORI di misura e di portata per le varie inserzioni.
CIRCUITO a ponte bilanciato con doppio triodo.
VOLTMETRO ELETTRONICO in cc.: resistenza d'ingresso 22 MΩ costante su tutte le portate. Precisione ± 2,5%.
VOLTMETRO ELETTRONICO in ca.: resistenze d'ingresso 1 MΩ con 30 pF in parallelo; campo nominale di frequenza da 25 Hz a 100 KHz ± dB; letture in volt efficace ed in volt picco picco. Precisione ± 3,5%.
OHMMETRO ELETTRONICO per la misura di resistenza da 0,2 Ω a 1000 MΩ; valore di centro scala 10; alimentazione con pila interna. Precisione ± 2,5%.
CAPACIMETRO BALISTICO da 500 pF a 0,5 F. Alimentazione a pila interna.
DISPOSITIVO di protezione dello strumento contro sovreccarichi per errate inserzioni.
ALIMENTAZIONE con cambio tensione universale da 110 V a 220 V 50 Hz. Potenza assorbita 5,5 W.
COMPONENTI di prima qualità; resistenze a strato Rosenthal con precisione del ± 1%, valvole, semiconduttori e condensatori Philips.
VALVOLE e SEMICONDUTTORI: n. 1 valvola SQ « ECC » 186, n. 2 diodi al germanio, n. 2 diodi al silicio.
COSTRUZIONE semiprofessionale.
ACCESSORI IN DOTAZIONE: cavetto per collegamento comune di massa, puntale nero per Vcc. con resistenza incorporata cavetto schermato e spina per jack, puntale rosso per Vca. e Ohm; istruzioni dettagliate per l'impiego.

PRESTAZIONI:

V ca	7 portate	1,5	5	15	50	150	500	1500 V		
V ca (eff.)	7 portate	1,5	5	15	50	150	500	1500 V		
V ca (p. p.)	7 portate		4	14	40	140	400	1400	4000 V	
Output in dB	7 portate	da —20 a +65 dB								
Ohmmetro	7 portate	1	10	100 KΩ	1	10	100	1000 MΩ		
Cap. balistico	6 portate	0,5	5	50	500	5000 μF	0,5 F			

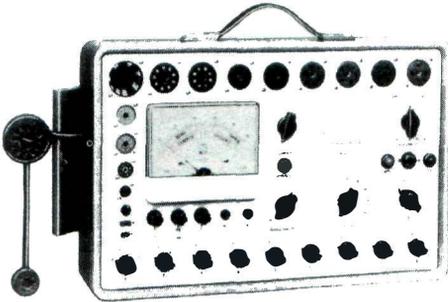
ACCESSORI SUPPLEMENTARI:

Puntale per alta tensione mod. AT 1001 per misure fino a 30 KVcc. Resistenza d'ingresso globale, con puntale inserito 2200 MΩ, fattore di moltiplicazione 100.
Portate 150 - 500 - 1500 - 5000 - 15.000 - 50.000 V (30 KVmax)

Sonda per radiofrequenza mod. RF. 1001 con campo nominale di misura da 1 KHz a 250 MHz. Letture in volt efficace, massima tensione e radiofrequenza 15 V di picco; condensatore di blocco per 500 Vcc.

Puntale alta tensione AT.-1001

Sonda radio frequenza RF.-1001

Provavalvole e provatransistori 891

SCATOLA in metallo bicolore grigio munita di maniglia. Dimensioni mm 410 x 265 x 100. Peso g 4650.
STRUMENTO Cl. 1,5, 1 mA, 50 Ω, tipo a bobina mobile e magnete permanente.
EMISSIONE: la prova di emissione viene eseguita in base alle tabelle riportate sul libretto d'istruzioni. L'efficienza si rileva direttamente dalla scala a settori colorati.
CORTOCIRCUITI e dispersioni rivelati da lampada al neon.
DISPOSITIVO di protezione dello strumento contro sovraccarichi per errate inserzioni.
VALVOLE: americane ed europee di tutti i vecchi tipi ed inoltre è prevista la prova per le *valvole Decal, Magnoval, Nuvistor, cinescopi TV dei tipi a 90° e 110°.*
ALIMENTAZIONE con cambiotensione universale da 110 V a 220 V 50 Hz. Potenza assorbita 35 W.

Si possono provare tutti i tipi di transistori NPN o PNP normali e di potenza e tutti i diodi comunemente impiegati nel settore radio TV.
Le prove valgono sia per i tipi al germanio che per i tipi al silicio.
Con questo strumento si verificano: cortocircuiti, dispersioni, interruzioni e guadagno di corrente β.
Tutte le prove che l'apparecchio effettua sono prive di qualsiasi pericolosità sia per i semiconduttori in prova che per l'apparecchio.

Oscilloscopio 330 da 3" per impieghi generali.

SCATOLA in metallo grigio munita di maniglia. Dimensioni mm 195 x 125 x 295. Peso g 3300.
AMPLIFICATORE VERTICALE: campo di frequenza nominale da 20 Hz a 3 MHz ± 1 dB; resistenza d'ingresso 10 MΩ e 15 pF in parallelo sulla portata x 10, 1 MΩ e 50 pF in parallelo sulla portata x 1; massima tensione applicabile all'ingresso 300 V pp.; sensibilità 30 mV efficaci/cm.
AMPLIFICATORE ORIZZONTALE: campo di frequenza nominale da 20 Hz a 50 KHz ± 1 dB; resistenza d'ingresso 1 MΩ; sensibilità 500 mV efficaci/cm.
ASSE DEI TEMPI: da 20 Hz a 25 KHz in 6 gamme con generatore interno.
SINCRONIZZAZIONE interna, esterna ed alla frequenza rete.
COMANDI DI CENTRATURA orizzontale e verticale.
TENSIONE DI CALIBRAZIONE incorporata da 1 V pp.
ALIMENTAZIONE con cambiotensione universale da 110 a 220 V. 50 Hz. Potenza assorbita 35 W.
VALVOLE e SEMICONDUTTORI IMPIEGATI: n. 1 tubo a raggi catodici DG7-32, n. 2 ECF 80, n. 1 EF 80, n. 1 ECC 81, n. 1 EZ 80 e n. 2 diodi al germanio OA95.
COSTRUZIONE semiprofessionale con componenti di prima qualità.
ACCESSORI IN DOTAZIONE: puntali di misura e istruzioni dettagliate per l'impiego.

Filiali: 20122 Milano: Via Cosimo del Fante 14 - Tel. 83.33.71 • (Munchen) 8192 GARTENBERG - Edelweissweg 28
Per informazioni richiedeteci fogli particolareggiati o rivolgetevi presso i rivenditori radio TV

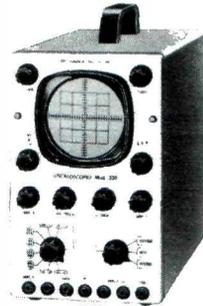
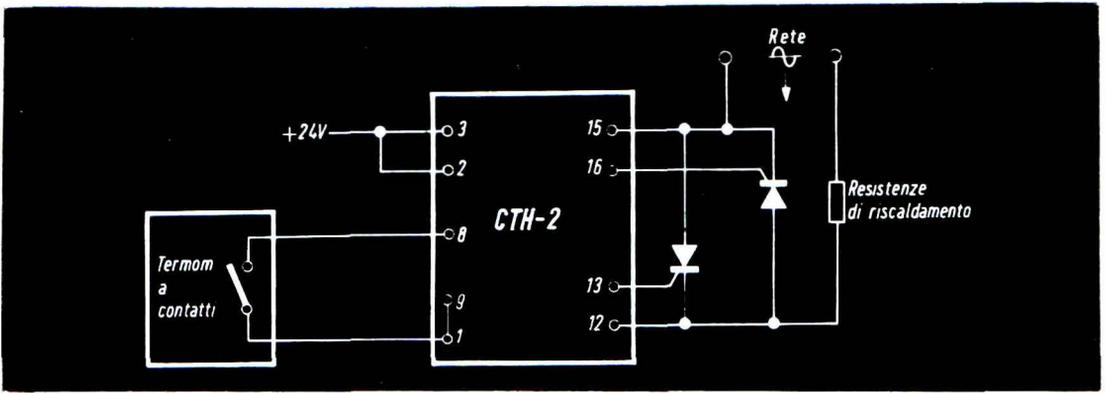



Fig. 4 - Schema a blocchi di un sistema di termoregolazione tutto-niente impiegante come organo termosensibile un termometro a contatto.

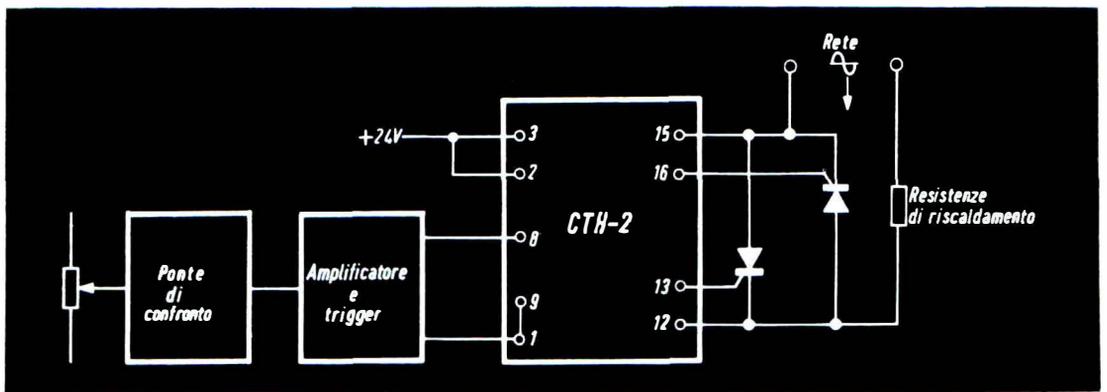



Fig. 5 - Schema a blocchi di un sistema di termoregolazione tutto-niente impiegante come organo termosensibile resistenze variabili con la temperatura.

— Interruttori statici in sostituzione di relé.

— Interruttori statici per l'inserzione delle resistenze di riscaldamento dei forni in sistemi di termoregolazione tutto-niente. Nelle figg. 4 e 5, sono riportati gli schemi a blocchi di due sistemi di termoregolazione tutto-niente impieganti come organi termosensibili un termometro a contatto, fig. 4, o resistenze sensibili alla temperatura, fig. 5.

— Interruttori statici per impianti di segnalazione luminosa, insegne luminose, installazioni semaforiche e simili.

— Interruttori statici per saldatrici e puntatrici elettriche.

Il Ministero della Sanità degli Stati Uniti ha assicurato che nella produzione dei prossimi due anni i televisori a colore saranno privi di radiazioni X. E' stato messo a punto un semiconduttore che sostituisce la valvola rettificatrice e la regolatrice nelle erogazioni di voltaggio elevato. Esso occupa solo una frazione dello spazio normalmente adibito alla sezione dell'alta tensione.
A proposito di raggi X, alcune ditte americane hanno già offerto i « ricercatori » per apparecchi televisivi. Si tratta di vere e proprie pellicole tipo fotografico da applicare ai televisori per alcuni giorni e da rendere poi al fornitore che procede al loro sviluppo. Ma i Ministeri americani, incaricati di controllare il procedimento, hanno trovato che non dà risultati sicuri.

Il testo e le figure del presente articolo sono stati impostati per familiarizzare facilmente il lettore con il procedimento di calcolo ed il principio di funzionamento di regolatori di questo tipo.
Il primo esempio di applicazione descrive un regolatore di temperatura per impianti di riscaldamento. Il principio di funzionamento dell'amplficatore in corrente continua a due stadi forma l'argomento di una discussione. Vengono esaminati in dettaglio il ponte di resistenze, le curve di funzionamento e le funzioni circuitali.

REGOLATORI DI TEMPERATURA

CON TERMISTORI E TRANSISTORI AL SILICIO

Regolatore per un impianto di riscaldamento di ambiente

Le temperature di esercizio per un impianto di questo tipo sono comprese tra 15°C e 60°C. Il regolatore deve intervenire ad una specifica e prefissata temperatura e influenzare in modo tale l'immissione di calore negli ambienti da controllare così da garantire una temperatura possibilmente costante. A causa dell'inerzia dell'impianto di riscaldamento (immissione di combustibile, inizio della combustione, preriscaldamento, circolazione e raffreddamento), bisogna tenere generalmente conto una specifica « sovraoscillazione » della temperatura in aumento e in diminuzione. Il mantenimento di questo fenomeno entro limiti precisati è compito del progettista che realizza l'intero impianto poiché il regolatore qui descritto è semplicemente un organo che deve essere inserito nella posizione adatta del circuito di riscaldamento.

Non è possibile nell'ambito di questo articolo, entrare in dettaglio sulle molteplici possibilità; possiamo affermare tuttavia che con elevate esigenze di automatizzazione di un impianto di riscaldamento di ambienti (considerando la temperatura esterna, il vento, e la pioggia, il giorno e la notte) oppure in grandi impianti sono necessari più organi di regolazione e di controllo.

Per poter tenere in evidenza sia le esigenze individuali per la temperatura ambiente come pure la condizione variabile del termistore di misura (rilevatore di temperatura) è opportuno che il regolatore abbracci uno specifico campo di intervento. Tale campo è compreso tra 15°C e 20°C quando il rilevatore si trova nell'ambiente riscaldato. Se i termistori di misura vengono montati sul radiatore (come avviene soprattutto con il riscaldamento a pannelli radianti a pavimento), il campo di intervento è compreso tra 30°C e 60°C. Qui di seguito viene descritto un regolatore semplice, di sicuro funzionamento e dalle molteplici applicazioni, che interviene ad una temperatura dell'ambiente che può essere stabilita, a piacere, tra 15°C e 25°C.

Nel testo vengono citati i valori che bisogna dare ai componenti, nel caso che sia richiesto un altro campo di intervento.

Funzionamento

Il regolatore è costituito da un amplificatore di corrente continua a due stadi con transistori al silicio BCY 58, che viene pilotato dalle variazioni di resistenza di un termistore di misura del tipo K 11 e che pilota un relé. Quando la resistenza del termistore scende o sale sopra un valore prefissato, il relé commuta e il suo contatto comanda l'avvio del circuito di riscaldamento tramite dispositivi elettrici o meccanici.

In figura 2 è rappresentato lo schema del regolatore.

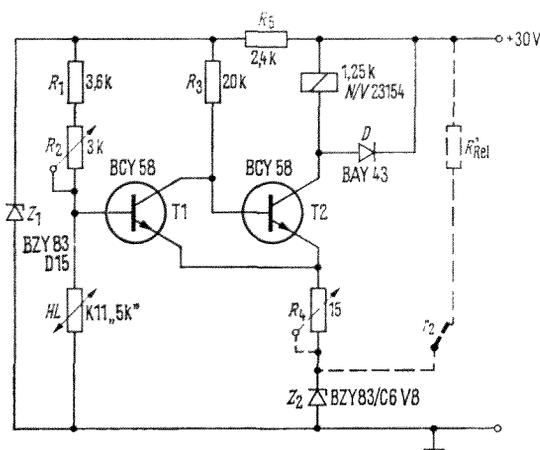



Fig. 2 - Schema del regolatore per apparecchiature di riscaldamento di ambienti.

Il termistore di misura forma con le resistenze R_1 e R_2 un partitore di tensioni; la sua tensione di esercizio che alimenta anche il circuito di amplificazione T_1, viene mantenuta costante a 15,0 V tramite il diodo Zener Z_1 e la resistenza in serie R_5. La tensione parziale che agisce alla base del transistore T_1, dipende dalla temperatura del termistore. Con la resistenza R_2 viene stabilita la temperatura alla quale deve intervenire il regolatore. Il campo richiesto è ottenuto tramite i valori di R_1 e R_2. Il partitore di tensione rappresenta, unitamente al primo stadio dell'amplificatore di corrente continua, un ponte di resistenze il cui ramo trasversale è il circuito di base del transistore T_1. Tale ponte ha il suo massimo di sensibilità, quando il ramo trasversale giace a metà della tensione. Ciò viene raggiunto poiché il potenziale di emettitore viene aumentato a circa 6,8 V tramite il diodo Zener Z_1. La tensione di base è superiore alla tipica tensione di pilotaggio dei transistori al silicio di 0,5 ÷ 0,7 V; cioè ammonta a circa 7,4 V.

La resistenza di collettore R_3 determina l'amplificazione ottenibile con lo stadio di ingresso T_1 (vedi paragrafo 22). Corrispondentemente alla tensione pilota U_{BE1} varia la corrente che scorre attraverso R_3 e quindi, quale effetto della caduta di tensione a R_3, anche la tensione U_{CE1} e la tensione U_{BE2} identica alla prima. Tale tensione pilota il circuito di transistore T_2 e porta il relé in eccitazione.

La variazione della tensione pilota U_{BE1} deve essere al minimo tale da garantire l'eccitazione o la caduta del relé. Ciò avviene lentamente a causa dell'inerzia termica dell'impianto di riscaldamento e si hanno fasi intermedie dove tale sicurezza non viene più garantita e la pressione di contatto (per esempio di un contatto di correnti forti) diventerebbe inaccettabilmente piccola. Deve essere quindi prevista una controreazione attraverso la resistenza del tratto emettitore $R_4 + R_{z2}$ comune ai transistori T_1 e T_2. Ciò permette, dopo il superamento di un valore limite della corrente di emettitore I_{C2}, di ottenere la condizione finale di commutazione. La fase di commutazione deve anche evitare che i transistori assorbano elevate potenze, nella fase di passaggio, per troppo tempo e si surriscaldino eccessivamente.

Va fatto rimarcare che ogni relé presenta una fase di scatto provocata dalla variazione del traferro durante il movimento dell'ancora.

La resistenza del diodo Zener provoca già una specifica controreazione, cosicchè R_4 può essere eliminata nel caso in questione. Con la controreazione si ha, come è rilevabile nella figura 6, una differenza tra le temperature alle quali il regolatore inserisce e disinserisce. Questa differenza, che viene qui denominata « ampiezza di regolazione » può essere modificata tramite R_4. Si ha quindi un margine di libertà nel comando dell'immissione di calore che può essere facilmente adattato alle diverse esigenze di riscaldamento (e perciò risparmiare combustibile durante la notte).

E' stato previsto un microrelé del tipo N o del tipo V 23154, corredato di un solo contatto che aziona un teleruttore. Il numero di contatti dipendente d'altra parte, dai criteri di applicazione del regolatore nell'impianto di riscaldamento. Va fatto notare che l'effetto circuitale dei contatti di riposo e di lavoro può essere ruotato quando i rami del partitore di tensione vengono scambiati (R_1/R_2 invece di H_L) . Per la protezione contro fenomeni di vibrazione che possono disturbare, viene collegato il diodo D_1 in parallelo al relé.

La tensione di esercizio del regolatore ammonta a 30 V, con una resistenza interna della sorgente di alimentazione $< 100\ \Omega$. Se viene utilizzato un relé di potenza può essere utilizzata una tensione più elevata.

Caratteristiche di esercizio, indicazioni di calcolo

A completamento della descrizione di paragrafo 1, può essere di interesse per il lettore conoscere come possono essere stabilite con calcoli le correnti e le tensioni nei singoli circuiti dei transistori in funzione della temperatura e, di conseguenza, come si stabiliscono i componenti del circuito.

Durante la commutazione del relé, il potenziale di base U_{B1} al partitore di tensione deve ammontare a circa 7,4 V, come già accennato. Vogliamo partire invece ora dal concetto che ad una specifica corrente di collettore I_{C2}, con la quale il relé commuta, corrisponde un potenziale di base di 7,4 V.

Con il potenziale U_{B1} dato e con la resistenza R_{HL} data, cioè con la temperatura T data, si stabilisce anche il valore delle resistenze $R_1 + R_2 = R_v$:

$$\frac{U_{B1}}{U_{eserc.}} = \frac{R_{HL}}{R_{HL} + R_v}$$

T_{HL}	15	20	25°C	per K 11	(9)
R_{HL}	6060	5000	4150	$R_{20} = 5000\ \Omega$	
R_v	6220	5140	4260	$B = 3250\ °K$	

Da ciò si ricava, quali valori normalizzati più prossimi, per la resistenza fissa $R_1 = 3600\ \Omega$ e per il potenziometro $R_2 = 3000\ \Omega$. Con tali valori di resistenza può essere esplorato con sicurezza il campo di temperatura da circa 15°C a 25°C. Se si desidera un'altro campo di temperatura bisogna opportunamente rieffettuare i calcoli.

Nel caso che i limiti di un campo di temperatura debbano essere esattamente mantenuti, bisogna portare R_1, tramite una piccola resistenza in serie R_{S1}, ed R_2, tramite una opportuna resistenza in parallelo R_{P2}; al valore prescritto calcolato.

Con la data posizione del potenziometro (cioè per esempio con $R_2 = 1540\ \Omega$), per una temperatura ambiente da regolare di 20°C, si ha, per ogni altra temperatura, un potenziale di base U_{B1} esattamente determinato. D'altra parte è possibile, ad ogni valore della corrente di relé I_{C2}, determinare il relativo valore di potenziale di base U_{B1} tramite i campi di caratteristiche dei transistori T_1 e T_2 come pure con i dati del circuito.

Con ciò è nota la relazione tra corrente di relé e la temperatura del rilevatore di misura.

Poichè sono già sufficienti variazioni di alcune decine di millivolt per pilotare un amplificatore a due stadi, il calcolo deve essere fatto abbastanza precisamente (per esempio con tre cifre decimali). Il lettore obbietterà giustamente che se fossero esatti sia i dati dei transistori come i componenti, varierebbe

inoltre dapprima con la temperatura e con la tensione di esercizio. Ciò è giusto! Tuttavia ciò dipende qui esclusivamente dai relativi valori reciproci i dati assoluti possono quindi avere tolleranze fino al 15%. Forti variazioni temporanee o altri effetti devono d'altra parte essere controllati particolarmente.

Si parte a tale proposito dalla corrente di relé I_{C2}. Per semplificare il calcolo venga dapprima supposto che non esista alcuna controreazione ($U_{Z2} = 6{,}8$ V costante; $R_4 = 0$) e che la corrente di base sia trascurabile. Tutti i valori della corrente I_{C2} sono quindi compresi nella retta di lavoro tracciata nel campo di caratteristiche della figura 3a, che è determinata dalla resistenza del relé di 1250 Ω e dalla massima tensione di esercizio di $U_{eserc.} - U_{E2} = \approx 23{,}2$ V.

Ad ogni valore di I_{C2} sono riportati i valori di $U_{BE2} \approx (= U_{CE1})$ e I_{B2}. Tali valori sono riportati nelle figure 3b e 3c in relazione con I_{C2}.

Devono essere qui distinte tre condizioni di lavoro:

Condizione n) il relé è caduto, la corrente I_{C2} è piccola;

o) il transistore T_2 viene pilotato; I_{C2} passa dal valore 2,4 al valore 16 mA, e il relé commuta;

p) il relé viene sicuramente trattenuto, I_{C2} va in saturazione.

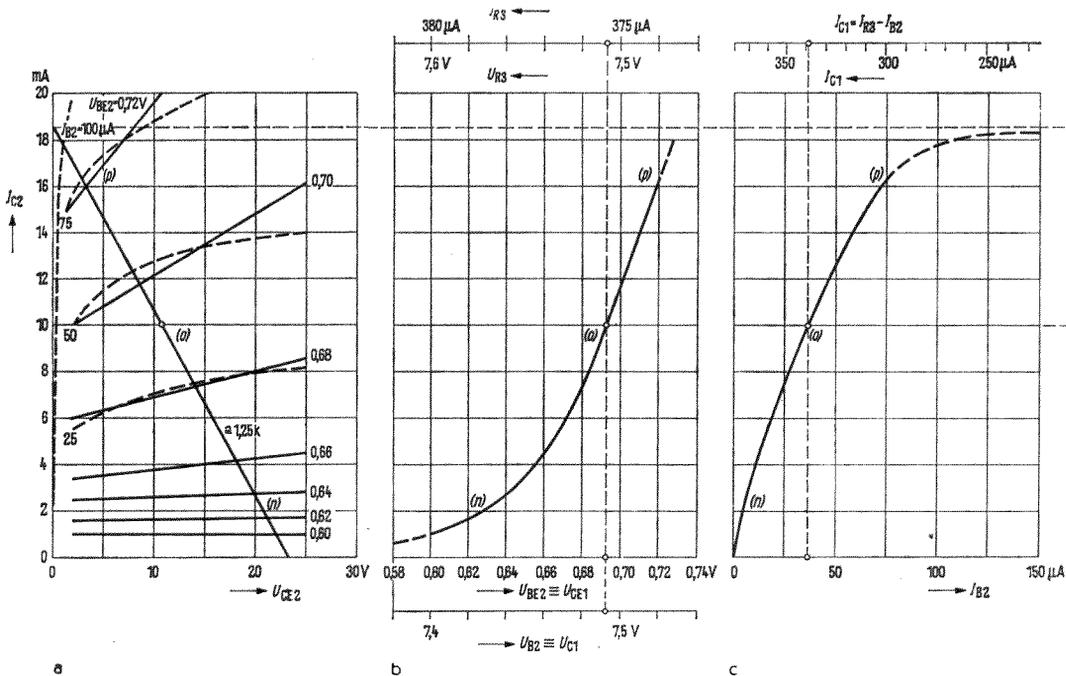
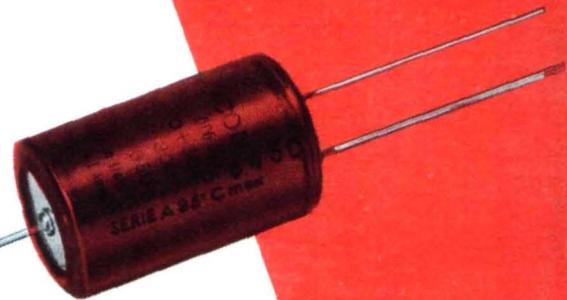



Fig. 3 - Caratteristica di lavoro dello stadio di ingresso di un regolatore per apparecchiature di riscaldamento di ambienti.

La differenza $(U_{Z1} - U_{Z2}) - U_{EB2} = 8{,}2\,V - U_{EB2}$ è la caduta di tensione U_{R3} dalla resistenza di collettore R_3. Con il valore dato di R_3 ($R_3 = 20$ kΩ; confrontare il successivo capoverso) è nota anche I_{RE}. I valori riportati sono leggibili nelle scale in figura 3b. La differenza $I_{R3} - I_{B2}$ fornisce la corrente di collettore I_{C1}. Per ogni valore della corrente del relé si ha quindi una coppia di valori I_{C1} e U_{CE1} ($= U_{BE1}$) che determina la caratteristica di lavoro del transistore T_1.

per le più severe
esigenze di impiego
la nuova serie di
condensatori elettrolitici
FACON
per temperature
di funzionamento
fino a + 70°C
e a + 85°C
FACON
Mod. 003.25
Made in Italy
Garanzia 1 Anno
NUOVA PRODUZIONE
FACON
Mod. 002.34
F 50+50
VL 350
VI 450
Made in Italy
Garanzia 1 Anno
NUOVA PRODUZIONE
SERIE A 85°C max
Una nuova
produzione con
nuovi e moderni
impianti,
caratterizzata
da lunga durata
e da alta
stabilità di
caratteristiche
elettriche
FACON
FABBRICA CONDENSATORI ELETTRICI
VARESE
Via Appiani, 14
Telefono: 22.501

Il suo andamento è riportato nel campo di caratteristiche della figura 4a. I valori di I_{C1}, giacciono immediatamente sulla retta, nel campo di lavoro (n), determinata dalla resistenza $R_3 = 20$ kΩ e dalla tensione $U_{Z1} - U_E = 8,2$ V, cioè sulla retta per la corrente I_{R3}.

Con la corrente di base I_{B2} in aumento, la caratteristica di lavoro si discosta sempre più da questa retta, per proseguire infine nel campo (p) con andamento verticale a U_{BEsat} 0,75 V.

guito, denominata temperatura di commutazione T_{com}. Sulla particolarità del campo (0) si entrerà successivamente in dettaglio. Nel campo (n) si ha il massimo potenziale di base e quindi la massima R_{HL}. La temperatura del rilevatore è inferiore a T_{com}. Con temperatura in diminuzione, la corrente I_{C1} va in saturazione. Con ciò sale molto rapidamente la corrente di base I_{B1}, che tuttavia a causa della caduta di tensione al partitore viene limitata a ≈ 2 mA.

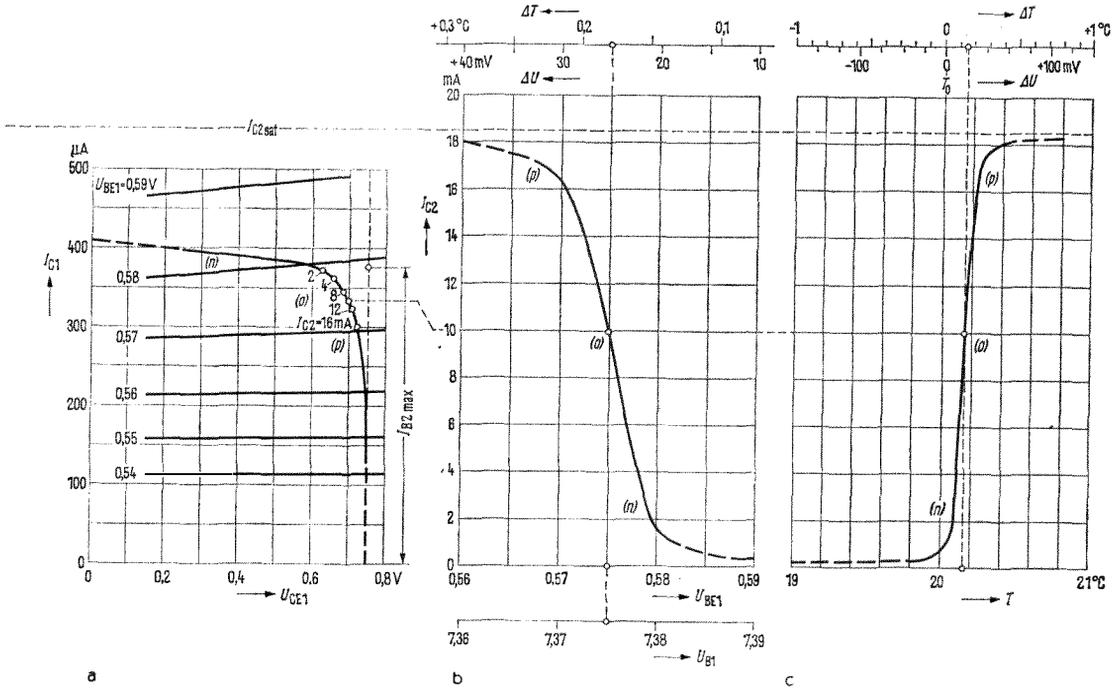



Fig. 4 - Caratteristiche di lavoro dello stadio a relé e sua rappresentazione.

Ad ogni punto della caratteristica di lavoro deve essere aggiunta una specifica tensione base-emettitore U_{BE1}; il suo andamento è riportato in figura 4b in unione con la corrente di relé I_{C2}. I valori relativi del potenziale di base U_{B1} sono maggiori di 6,8 V.

Per il pilotaggio del transistore T2 sono sufficienti ora circa 10 mV di variazione alla base di T1. Il campo di lavoro (0) nel quale il relé commuta, corrisponde alla temperatura da regolare che verrà, in seguito, denominata temperatura di commutazione T_{com}.

Al campo di lavoro (p) corrispondono temperature superiori a T_{com}. Ora la corrente I_{C2} va in saturazione. La corrente di base I_{B2} sale rapidamente ma non può diventare maggiore del valore massimo $I_{B2\,max}$ riportato in figura 4a.

Si ritorni, invece, al valore su prefissato di 20 kΩ per R_3.

Se R_3 viene aumentata, la caratteristica di lavoro in figura 4a si sposta verso il basso. Qui tuttavia si respingono le

linee di U_{BE} molto rapidamente, cosicchè l'amplificazione non sarebbe più sufficiente per pilotare il relé con sicurezza. Se d'altra parte si rende R_3 sensibilmente più piccola, si guadagnerebbe ancora qualcosa nell'amplificazione e le correnti di base, particolarmente $I_{B2\,max}$ aumenterebbero tuttavia sensibilmente.

Nel campo di lavoro (o) U_{B1} varia molto poco, cosicchè le relazioni lineari (5) e (6) riportate nel paragrafo 1, sono significamente utilizzabili per la prima approssimazione.

Per il termistore di misura K 11 si ha, con To = 20°C (292 K), il valore di B = 3250°K e la resistenza R_{20} = 5000 Ω.

Con R_v = 5140 Ω e U_{Z1} = 15 V si ha numericamente:

$-\Delta U \approx 140$ mV/grado
oppure $-\Delta T \approx 7 \cdot 10^{-3}$ gradi/mV (10)

Riferendosi ad un potenziale di base U_{B1} = 7,4 V si può rappresentare in dettaglio la diretta relazione tra la temperatura del rilevatore To + Δ T (vedi scale in figura 4b) e la corrente di relé I_{C2}. Tutto ciò è rappresentato in figura 4c.

Tale andamento viene più o meno fortemente influenzato da fattori quali correnti di base controreazione oscillazione della tensione di esercizio, dispersioni esemplari, ecc. Nel successivo esempio di controreazione viene indicato come tali fattori possono essere determinati con procedimenti di calcolo.

Ad ogni valore della corrente di relé I_{C2} possono aggiungersi correzioni alle caratteristiche di lavoro sino alla correzione di U. Se la precisione della rappresentazione grafica utilizzata sopra non fosse sufficiente, si dovrebbe sovrapporre in parallelo a questa una tabella come vedremo in seguito.

Il potenziale di emettitore U_E non è tuttavia costante, come abbiamo premesso all'inizio, bensì varia con la somma delle correnti di emettitore $I_{E1} + I_{E2} = I_{\Sigma E}$ del valore ΔU_E.

La tensione di Zener cioè, aumenta sempre più con corrente di Zener in aumento ed è dipendente dalla temperatura. Una ulteriore parte di variazione è costituita dalla caduta di tensione $U_4 = I_E \cdot R_4$.

Cioè le caratteristiche di lavoro in figura 3a e in figura 4a come pure la tensione base-emettitore U_{BE1} vengono insensibilmente influenzate sino a quando la tensione U_E agisce quale controreazione rimane inferiore a 0,2 V, mentre invece U_E partecipa completamente al potenziale di base $U_{B1} = U_E + U_{BE1} + U_E$. I valori U devono quindi essere corretti di un valore U_{RK} U_E e corrispondentemente varia la temperatura aggiunta in T + T.

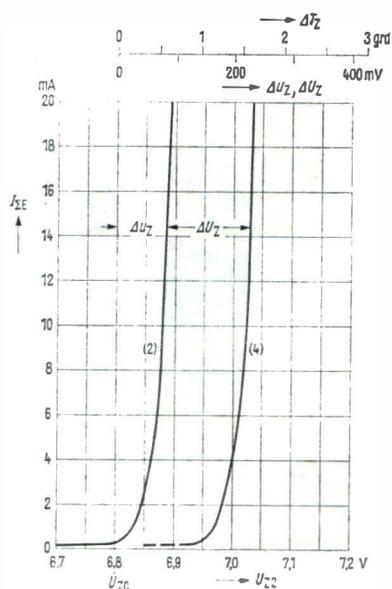



Fig. 5 - Caratteristiche per la tensione di Zener del diodo Zener BZY 83 D 15.

L'influsso del diodo Zener può essere riconosciuto in figura 5. Tale figura mostra i valori aggiunti, uno dopo l'altro di tensione di Zener e di corrente di Zener. (Si è atteso troppo ad interpretare le interessantissime relazioni fisiche).

La distanza tra la linea verticale a U_{Z0} = 6,8 V e la curva (2) fornisce il valore U_z, di cui varia la tensione di emettitore U_E quando la somma delle correnti

di emettitore I_Σ scatta dal suo valore minimo al suo valore massimo.

Ad ogni valore di Δ_{uz} corrisponde secondo la formula (10) un valore corrispondente di ΔT_Σ (scala superiore di figura 5).

In figura 6 è visibile come l'andamento (1) ricavato dalla figura 5 viene trasformato nell'andamento (3) (instabile) dall'effetto di controreazione del diodo Zener. Con temperatura in aumento, incomincia subito a scorrere una piccola corrente di relé. Non appena tale corrente ha raggiunto il valore I_n alla tempe-

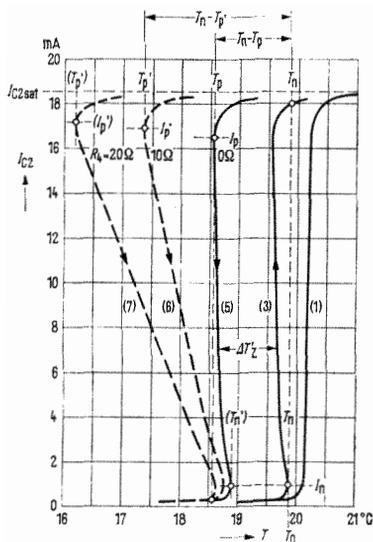



Fig. 6 - Correnti del relé del regolatore in dipendenza dalla temperatura ambiente a diverse condizioni di esercizio.

ratura I_n, dà luogo ad un andamento oscillante aperiodico fino ai valori superiori di T_n. Il tempo di oscillazione dipende dall'induttanza del relé e dalle resistenze del circuito, ma ammonta tuttavia ad alcuni millisecondi. Durante questo fenomeno il relé commuta e il riscaldamento viene inserito. La temperatura ambiente e la corrente salgono subito un poco e cioè sino ai valori massimi che dipendono dalle sovraelevazioni dell'impianto.

Quindi il gioco si inverte.

Dopo l'immediato aumento della corrente di Zener, il diodo assorbe una potenza sensibilmente più elevata di prima. Con ciò aumenta la temperatura della giunzione e quindi, con questa, la tensione di Zener.

Per μ_z non vale più ora la curva (2) data in figura 5, bensì la curva, corrispondente alla temperatura più elevata; quasi parallela alla prima e spostata di U_z.

In prima approssimazione si può porre:

Se R_4 viene realizzata quale potenziometro, l'ampiezza di regolazione può essere stabilita a piacere.

Nel caso che l'ampiezza di regolazione provocata solo dal diodo risulti già eccessiva, il circuito va dimensionato per un altro potenziale di emettitore (per esempio 5 o 10 V): si utilizzano diodi Zener BZY 83 C4 V 7 oppure BZY 83 C 5 V 1 nei quali il coefficiente di temperatura è negativo. Può essere ottenuto un più elevato potenziale di emettitore collegando due diodi Zener in serie.

Una ulteriore possibilità consiste nel

Potenza riportata	$P = 6{,}8\ V \cdot 18{,}5\ mA$	$\approx$ 130 mW
Resistenza termica	R_{thL}	$\approx$ 0,3 gradi/mW
	(con montaggio su « chassis » tramite aletta di raffreddamento)	
Sovratemperatura	$T_u = P \cdot R_{thL}$	$\approx$ 40 °C
Coefficiente di temperatura	α_u a $U_z = 6{,}8$ V	$\approx 5 \cdot 10^{-4}$/gradi
Aumento di tensione	$\Delta U_z = \alpha U_z T_u$	$\approx$ 140 mV
Discostamento di temperatura	$\Delta T'_z$	$\approx$ 1 grado

Per la disinserzione del relé è quindi determinante la curva (5) spostata di circa T_z parallela alla curva (3). Quando la temperatura del rilevatore, in lenta diminuzione, ha raggiunto il valore T_p, la corrente del relé passa, con un fenomeno di oscillazione analogo a quello precedentemente descritto, dal valore I_p al valore inferiore relativo a T_p. Il relé commuta il riscaldamento viene avviato, e, dopo una certa oscillazione la temperatura ambiente e la temperatura del rilevatore risalgono. Per il ramo della curva in salita valgono ancora gli andamenti delle curve (2) e (3). La differenza $T_n — T_p$ è la « ampiezza di regolazione » citata al paragrafo precedente.

Essa può essere aumentata con l'aiuto della resistenza R_4. Per: $R_4 = 10$ e $20\ \Omega$ si hanno per esempio, ulteriori cadute di tensione $U_{R4} = I_{\Sigma E} \cdot R_4$ Gli effetti di queste cadute di tensione sono riportati nel loro tratto in salita, con gli andamenti (6) e (7) tratteggiati. L'ampiezza di regolazione è aumentata di circa $T_n — T'_p$.

corredare il relé con un secondo contatto (di riposo) che, dopo l'eccitazione del relé, inserisce una resistenza R' di valore all'incirca uguale (vedi parte tratteggiata a destra del circuito di figura 2). Con ciò scorre permanentemente una corrente, dello stesso valore, attraverso il diodo Zener Z_2, cosicché la tensione di Zener U_{Z2} ha sempre l'andamento della curva (4). L'andamento I_{C2}/T è quindi riportato da solo nella curva (5) della figura 6 e l'ampiezza di regolazione è ora solo $T_n' — T_p'$. L'ampiezza di regolazione può essere aumentata a $T_n' — T_p'$, se necessario, tramite una resistenza di R_4 che corrisponde all'andamento della curva (6).

In modo analogo a quanto sopra citato, è possibile stabilire con calcoli anche altre grandezze Δ E influenzanti. Poiché tuttavia l'argomento si amplierebbe troppo, rimandiamo il lettore ai prossimi articoli che lo potranno mettere in condizione di risolvere da solo questi problemi.

ELETTRONICA INDUSTRIALE

COMANDO DI POTENZA PER I THYRISTOR PILOTA

In questo articolo riprendiamo un argomento, già trattato in passato, per illustrare qualche applicazione di questo tipo di comando di potenza per i thyristor.

Regolando il periodo di conduzione, agendo sull'elettrodo di comando dei thyristor, possiamo regolare la tensione continua e controllare la potenza fornita dal raddrizzatore. Il thyristor permette di realizzare un circuito di comando di potenza di un motore universale come mostra la fig. 1.

Il « thyratron » la cui corrente anodica è di 1 A permette di comandare la conduzione del thyratron principale T_1.

La sensibilità media dell'elettrodo di comando (o gate) del thyratron T_2 è dell'ordine del milliampere.

Si può quindi con questa piccola corrente regolare la conduzione di qualsiasi thyratron di potenza che, impiegato solo, necessiterebbe una corrente di comando elevata.

Il segnale di comando, continuo o alternato, è applicato sull'elettrodo di comando di T_2; l'impedenza totale di questo circuito non deve superare i 1000 Ω. La resistenza R_1, mantenendo la tensione fra l'elettrodo di comando e il catodo del « thyristor » principale ad un valore inferiore a 0,25 V, evita a questo thyratron di innescarsi sotto l'influenza della corrente del thyristor pilota T_2. Per esempio, per il tipo 2N1525, la corrente di fuga a 125 °C è circa di 1 mA. Ai morsetti della resistenza R_1 di valore 100 Ω, questa corrente genera una tensione di 0,1 V.

Il diodo D_1 ha per effetto di sopprimere le tensioni inverse sull'elettrodo di comando del thyristor pilota T_e, quando il segnale di comando è alternato e presenta un'ampiezza elevata.

Fig. 1 - Comando di potenza di un motore universale.

Fig. 2 - Come si può fissare la tensione ai morsetti del thyristor con un diodo Zener.

Si può fissare la tensione ai morsetti del thyristor pilota T_e mediante un diodo Zener collegato fra il suo anodo e il catodo del thyristor principale di potenza T_1 come si vede dalla fig. 2.

COSTRUIAMO UN TELEVISORE A COLORI

TELEVISIONE A COLORI

Il cinescopio a maschera forata. Funzionamento e messa a punto.

VI Parte

Abbiamo nei precedenti articoli descritto un interessante decodificatore a transistori. Su questo argomento ritorneremo più avanti. Attualmente ci occuperemo del cinescopio e dei relativi circuiti. Come ormai tutti sanno, dopo la sezione crominanza, sono i circuiti di convergenza che sono una novità per il tecnico TV. In questo numero illustreremo il funzionamento del cinescopio e la natura delle correzioni che esso richiede.

Il cinescopio a maschera forata è costituito da tre cannoni elettronici disposti a 120° uno dall'altro, ai vertici di un triangolo equilatero concentrico con lasse del tubo. Ciascun cannone è completo di catodo, griglia controllo, griglia schermo, anodo focalizzatore ed anodo di alta tensione. Ad essi viene inoltre aggiunta una coppia di espansioni polari mediante le quali è possibile far convergere i tre fascetti elettronici al centro dello schermo. I terminal di ciascuno degli elettrodi di controllo sopra menzionati sono disponibili separatamente all'esterno del cinescopio e possono quindi essere convenientemente polarizzati con le tensioni richieste; le connessioni degli anodi focalizzatori e di quelli dell'alta tensione sono comuni per i tre cannoni e mantenuti allo stesso potenziale. La fig. 1 illustra schematicamente quanto fin qui detto.

Lo schermo del tubo è costituito da tante triadi, costituite da piccole aree circolari di fosforo rosso, verde e blu, disposte ai vertici di un triangolo equilatero. Il cinescopio a maschera con schermo rettangolare da 24" ed un angolo di deflessione di 90° ha, per esempio, lo schermo costituito da circa 400.000 puntini di fosforo per ognuno dei tre colori primari.

Alla distanza di circa 18 mm dallo schermo è sistemata la maschera, costituita da un foglio metallico di 0,2 mm di spessore nel quale è stata ricavata una serie di piccoli fori di numero pari a quello delle triadi di fosforo depositate sullo schermo. Ogni apertura viene a trovarsi esattamente al centro di ogni triangolo costituito da tre fosfori colorati. Nel tubo da 24" i fori hanno un diametro di 0,25 mm ed un interasse di circa 0,7 mm. La posizione della maschera rispetto alla triadi dei fosfori è illustrata nella fig. 2.

Poichè i tre fascetti elettronici percorrono l'intera superficie della maschera eccitando i rispettivi fosfori soltanto quando vengono a trovarsi in corrispon-

denza di uno dei fori, circa l'80% degli elettroni vengono catturati dalla maschera stessa ed il restante 20% va a colpire lo schermo luminescente. Con una tensione di accelerazione di 25 kV ed una corrente complessiva di 1 mA, si avranno quindi circa 25 W convertibili in calore sulla maschera del cinescopio. Nella costruzione del tubo vengono pertanto adottati speciali accorgimenti per evitare che per andare a colpire il rispettivo fosforo. Ciascun fascetto elettronico, indipendentemente dalla sua posizione istantanea cade quindi sempre, dopo avere attraversato la maschera, sullo stesso tipo di fosforo ad esso associato. La direzione dei tre raggi in corrispondenza del punto d'intersezione con la maschera è rappresentata su scala ingrandita nella fig. 3. Si vede in essa che la sezione del fascio

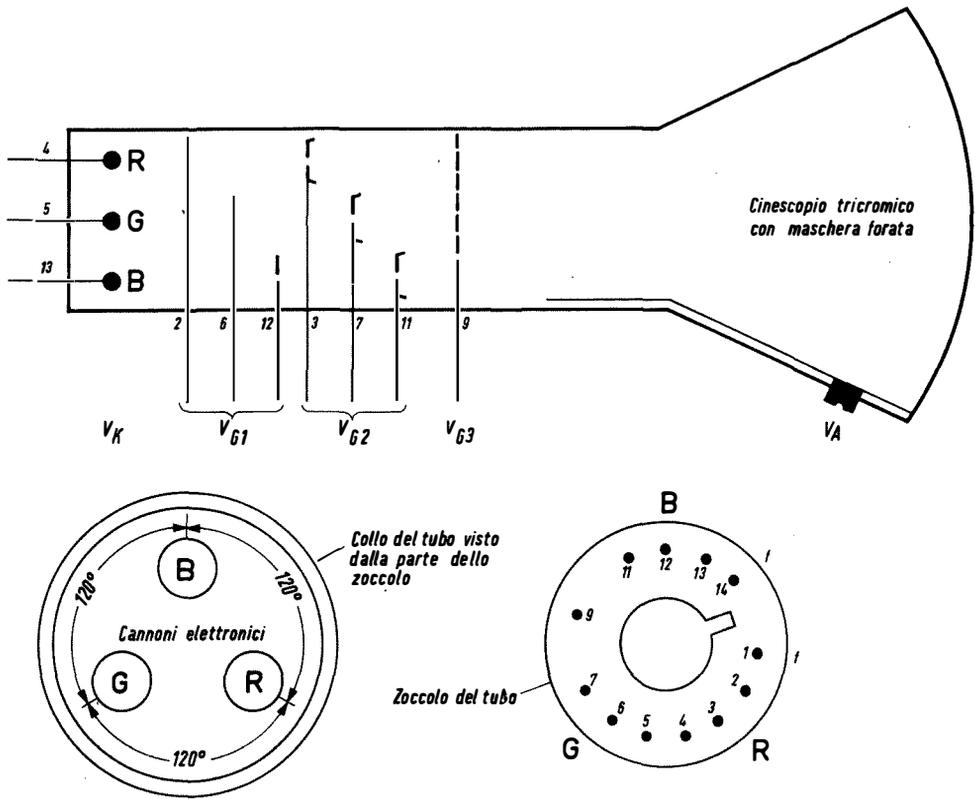



Fig. 1 - Struttura elettrodica del cinescopio a maschera.

il conseguente riscaldamento della maschera durante il funzionamento provochi uno sfalsamento dei fori rispetto al centro dei tre fosfori.

I tre cannoni elettronici sistemati all'interno del collo vengono orientati verso l'asse del tubo in modo da far cadere il loro punto di convergenza sul piano della maschera. Dopo aver attraversato il foro comune, i tre raggi divergono nuovamente

di elettroni è leggermente superiore all'area dei fori della maschera; ciò viene fatto per assicurare che per qualunque angolo di deflessione i fosfori vengano eccitati per la loro intera superficie attiva e che pertanto l'immagine risulti completa su tutto lo schermo del cinescopio.

Se, come abbiamo visto, i tre fascetti elettronici si intersecano esattamente in

corrispondenza del piano della maschera, la completa copertura dei fosfori dello schermo risulta automaticamente garantita alla condizione che durante la fabbricazione del cinescopio si riesca a centrare esattamente i fori della maschera con le triadi luminescenti, facendo inoltre in modo che le tre aree elementari di ognuna di esse risultino in corrispondenza dei punti dove andranno a cadere i tre raggi. **Il punto d'intersecazione dei pennelli elettronici col piano della maschera viene regolato con una addizionale operazione di messa a punto affidata a due espansioni polari previste all'interno di ciascun cannone.** Il campo magnetico per ciascuna coppia di espansioni polari è prodotto da altrettante bobine sistemate su un supporto comune che viene a sua volta montato sul collo del tubo. La coin-

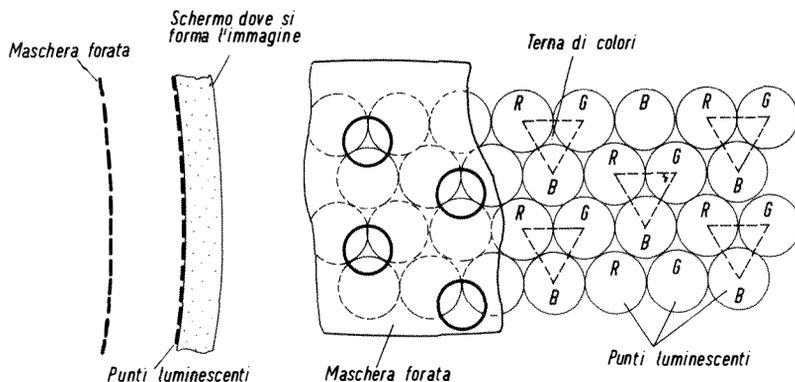



Fig. 2 - Posizione della maschera rispetto alle triadi. - Le triadi sono piccole aree circolari di fosforo rosso, verde e blu, disposte ai vertici di un triangolo equilatero.

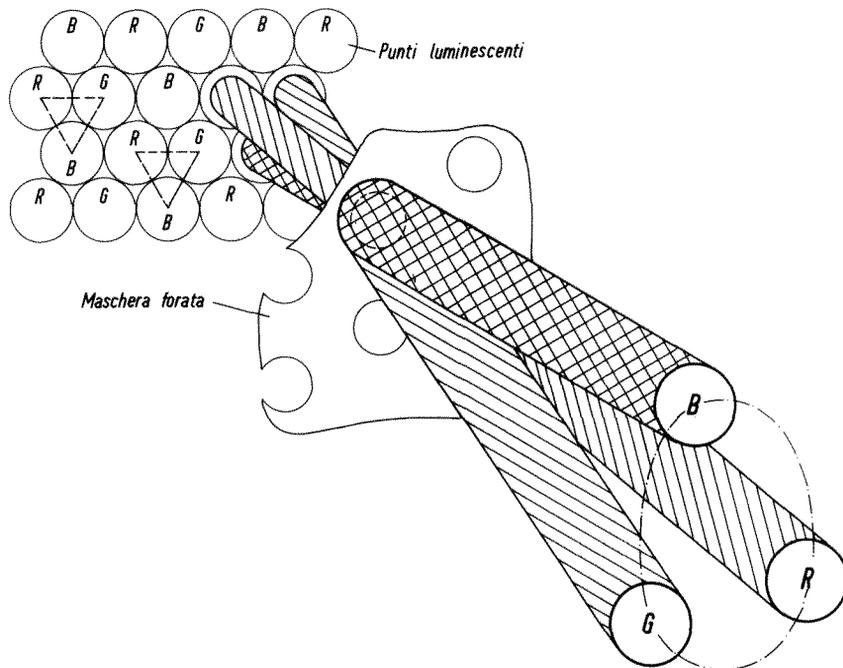



Fig. 3 - Orientamento dei tre fascetti elettronici verso le rispettive aree elementari dei fosfori ottenuto mediante la maschera forata.

cidenza del punto d'intersecazione dei tre fascetti elettronici con i fori della maschera è generalmente denominata **convergenza**; il nome di unità di convergenze viene quindi dato al gruppo delle bobine mediante le quali detta operazione viene effettuata. Si vedrà più avanti che per la messa a punto della convergenza si richiedono due distinte serie di operazioni. Una è quella riguardante la convergenza **statica**, cioè la perfetta sovrapposizione dei tre raster al centro dello schermo del cinescopio. Con l'altra si ottiene invece la convergenza **dinamica**, cioè la compensazione degli errori di convergenza dovuti alla non coincidenza tra i punti d'intersezione dei tre pennelli e la superficie della maschera, sia a causa della sistemazione dei cannoni elettronici rispetto all'asse del cinescopio sia perchè lo schermo di quest'ultimo è una superficie quasi piana, anzichè sferica. L'insieme completo del tubo e dei componenti addizionali necessari per il suo corretto funzionamento è indicato schematicamente nella fig. 4.

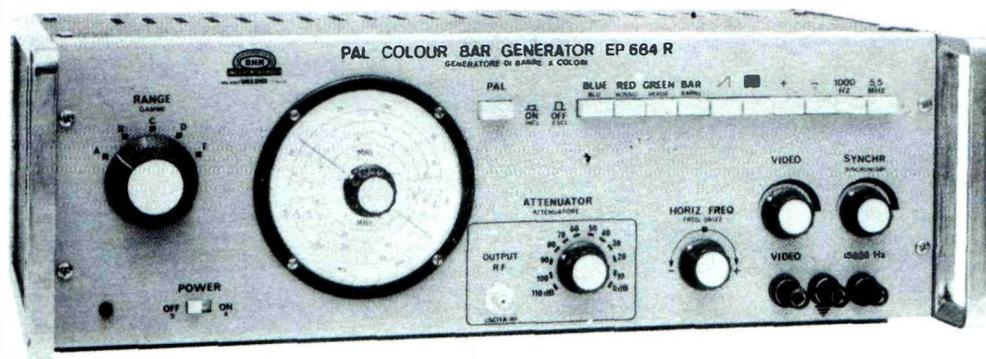
Fig. 4 - Cinescopio tricromico a maschera completo dell'unità di deflessione e delle bobine di convergenza.

Davanti all'unità della convergenza sono montati due anelli magnetizzati mediante i quali vengono corrette le direzioni dei fascetti elettronici e regolata la posizione del centro virtuale di deflessione dei pennelli elettronici, in modo tale che ciascuno di essi vada a colpire il rispettivo fosforo e risulti così garantita l'uniformità di tinta e di luminosità per tutto lo schermo. I suddetti anelli magnetizzati vengono denominati **magneti della purezza**. Dopo di essi incontriamo infine l'unità di deflessione, costruita pressapoco come quella del televisore per bianco e nero, con la sola differenza che è notevolmente più voluminosa e richiede una maggiore potenza di deflessione perchè il diametro del collo del cinescopio a colori è maggiore di quello del normale cinescopio in bianco e nero.

Le tensioni di lavoro del cinescopio

Le tensioni di lavoro degli elettrodi di ciascun cannone elettronico sono simili a quelle adottate per i cinescopi convenzionali, fatta eccezione per l'anodo focalizzatore e quello dell'alta tensione la cui tensione viene, nel cinescopio a colori, elevata ai valori rispettivamente di 5 kV e 25 kV.

Il segnale video viene generalmente prelevato dall'anodo della valvola d'uscita del canale di luminanza e applicato direttamente ai catodi del cinescopio. Questi ultimi acquistano così un potenziale positivo di circa 150 V; il livello normale di luminosità si raggiunge quindi portando le griglie controllo e le griglie schermo rispettivamente a 80 V e 400 V circa.

GENERATORE DI BARRE A COLORI EP 684 R

SEZIONE VIDEO

Segnali di colore: 6 barre verticali (giallo-ciano-verde-porpora-rosso-blu).
Reticolo: 12 linee orizzontali, 15 verticali.
Scala dei grigi: inseribile.
Frequenza sottoportante di crominanza: 4,43362 MHz (ottenuta da un oscillatore a quarzo) $\pm 10^{-5}$.

SEZIONE SUONO

Frequenza della portante audio: 5,5 MHz ± 0,2%.
Modulazione di frequenza: 50 kHz a 1 kHz.

SEZIONE RF modulata in ampiezza dal segnale video e suono.

Portanti a RF:		
1	gamma	50 ÷ 70 MHz
2	»	70 ÷ 105 MHz
3	»	160 ÷ 230 MHz
4	»	460 ÷ 610 MHz
5	»	600 ÷ 900 MHz

U N A O H M

OHM INDE PONTREMOLI della START S.p.A.

STRUMENTI DI MISURA E DI CONTROLLO ELETTRONICI □ ELETTRONICA PROFESSIONALE

□ Stabilimento e Amministrazione: 20068 Peschiera Borromeo - Plasticopoli (MI) □ Tel.: 9060424/5/6 □

La fig. 5 illustra il sistema di connessioni che possono essere effettuate per ottenere quanto detto in precedenza. I potenziometri di regolazione sono indispensabili per ottenere la perfetta sovrapposizione delle caratteristiche corrente-tensione di controllo dei tre cannoni elettronici.

Inizialmente si regolano infatti le tensioni in modo che le correnti dei tre cannoni raggiungano **simultaneamente** sia il valore zero che il valore massimo, essendo questo ultimo preventivamente stabilito ad un livello conveniente per una buona luminosità dello schermo. I rapporti nei quali devono essere eccitati i tre fosfori vengono regolati agendo sulle griglie 1 e 2 fino ad ottenere il bianco come risultato della mescolazione additiva dei tre primari nelle proporzioni stabilite.

L'impressione del bianco entro i livelli di luminosità precedentemente scelta, cioè per tutta la scala dei grigi, dovrà anche ottenersi, in virtù della compatibilità del sistema adottato per la trasmissione, in assenza del segnale di crominanza. Dopo aver completato tutte le operazioni di regolazione, i rapporti di intensità di emissione dei tre cannoni dovranno quindi mantenersi inalterati per tutto il campo di regolazione del contrasto e della luminosità.

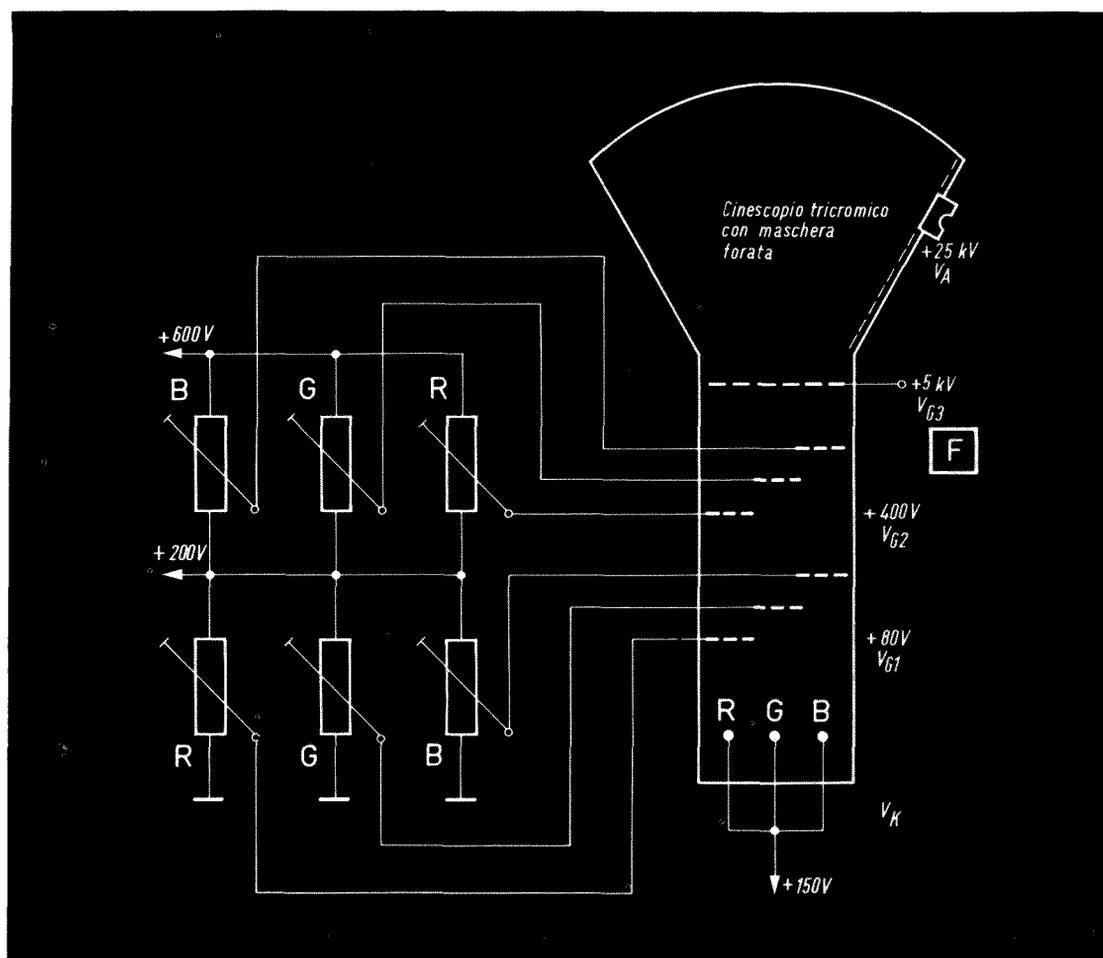



Fig. 5 - Regolazione delle tensioni dei vari elettrodi del cinescopio a maschera.

Nella fig. 6 è illustrato l'andamento della famiglia di curve « corrente anodica-tensione di griglia controllo » prendendo come parametro la tensione di schermo. Si vede chiaramente che, analogamente a quanto si verifica per i pentodi, la curva corrente anodica / tensione griglia 1 è praticamente parallela alla caratteristica corrente anodica / tensione griglia 2. Il valore massimo della corrente anodica può quindi essere fissato, nota l'ampiezza del segnale di controllo, scegliendo opportunamente le tensioni di polarizzazione. Col potenziale della griglia 1 corrispondente all'interdizione risulta infatti fissato il punto di lavoro sull'estremo inferiore della caratteristica.

Il controllo del cinescopio a colori viene effettuato sovrapponendo, ai potenziali costanti dei catodi e delle griglie controllo, dei segnali variabili di ampiezza opportuna. La tensione applicata al catodo è così costituita dal segnale di luminanza $-V_Y$ mentre sulle tre griglie vengono portati i tre segnali differenza di colore $(V_R - V_Y)$, $(V_G - V_Y)$ e $(V_B - V_Y)$. Ciò corrisponde a quanto illustrato nella fig. 7.

La effettiva tensione di controllo tra griglia e catodo è rappresentata quindi dalla differenza tra i segnali V_{g1} e V_k applicata ai rispettivi elettrodi. Si ha così, per il cannone del rosso, che: $V_{g1} - V_k =$ $= (V_R - V_Y) - (-V_Y) = V_R$. Allo stesso modo si ricavano i segnali applicati ai cannoni del verde e del blu. **Le tre tensioni di controllo riacquistano così la stessa forma dei segnali primari disponibili all'uscita dei tre tubi della telecamera.**

Nella tabella sono riportati i valori relativi delle tensioni di controllo che risultano applicate ai catodi ed alle griglie controllo quando vengono trasmessi tre segnali rosso, verde e blu della stessa intensità.

La rappresentazione semplificata del sistema di controllo del cinescopio coi tre catodi in parallelo e pilotati dal segnale $-V_Y$, è tuttavia valida soltanto nell'ipotesi che i tre fosfori abbiano lo stesso rendimento luminoso in rapporto all'intensità del fascetto elettronico col quale vengono eccitati. In pratica si deve invece tener conto delle differenze esistenti tra i tre tipi di sostanze luminescenti usate nella fabbricazione dello schermo. I cinescopi prodotti attualmente impiegano, al posto delle sostanze fosforose luminescenti che venivano usate un tempo, dei particolari solfuri il cui rendimento relativo per il blu, il verde ed il rosso si può esprimere con i rapporti 1 : 0,95 : 0,835. Queste differenze devono quindi essere tenute presenti quando si stabiliscono i

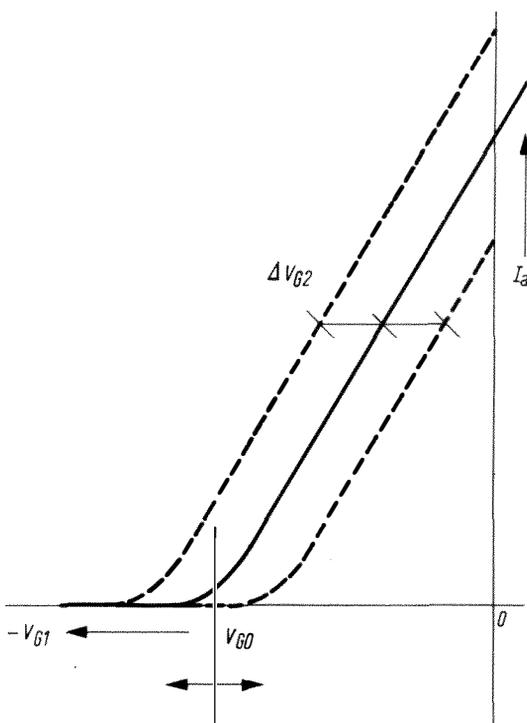



Fig. 6 - Scelta delle condizioni di funzionamento mediante regolazione dei potenziali di griglia V_{G1} e V_{G2}.

valori delle ampiezze dei segnali di controllo. Ciò vuol dire che i segnali di luminanza inviati ai catodi del rosso, del verde e del blu dovranno stare nei rapporti di 1 : 0,95 : 0,835. Questa ripartizione delle tensioni viene ottenuta, come è indicato nella fig. 7, mediante le resistenze R_1, R_2 ed R_3. Avendo il rosso il minor rendimento, ad esso risulterà applicato tutto il segnale video. Supponendo di adottare come resistenza complessiva di carico per la valvola finale il valore di

Segnale video del trasmettitore	Catodo $-V_Y$	Griglia V_G	Tensione di controllo V_{GK}
Rosso 1.00	—0,30	$(V_R - V_Y)$ +0,70 $(V_G - V_Y)$ —0,30 $(V_B - V_Y)$ —0,30	1,00 R 0 V 0 B
Verde 1.00	—0,59	$(V_R - V_Y)$ —0,59 $(V_G - V_Y)$ +0,41 $(V_B - V_Y)$ —0,59	0 R 1,00 V 0 B
Blu 1.00	—0,11	$(V_R - V_Y)$ —0,11 $(V_G - V_Y)$ —0,11 $(V_B - V_Y)$ +0,89	0 R 0 V 1,00 B

circa 4 kohm, le tre resistenze sopradette verrebbero allora ad assumere i seguenti valori standard: R_3 = 3,3 kohm, R_2 = 180 ohm ed R_1 = 470 ohm. Le tensioni di controllo applicate alle griglie e rappresentate dai segnali differenza di colore dovranno essere ovviamente modificate anch'esse secondo gli stessi rapporti.

Fig. 7 - Tensioni di controllo per i tre cannoni dei colori primari di un cinescopio tricromico a maschera.

Convergenza statica

I fascetti elettronici dei tre cannoni devono essere guidati in modo che il loro punto d'incrocio cada sempre sulla superficie della maschera forata. Solo così si può ottenere che, all'uscita di ogni foro, ciascun fascio di elettroni vada esattamente a cadere sulla rispettiva area elementare di fosforo ad esso associata. La correzione della direzione di ciascun raggio elettronico viene ottenuta mediante campi magnetici addizionali prodotti dalle bobine dell'unità di convergenza montata sul collo del tubo. Se la messa a punto viene eseguita correttamente, il pennello del rosso ecciterà soltanto il fosforo rosso, così come quello del verde e del blu andranno a cadere esattamente sui fo-

nel giradischi automatico PHILIPS GC 028 basta premere un tasto

PHILIPS
78 45 33 16
START

- il motorino si mette in moto.
- il braccio si alza, tocca il bordo del disco e a seconda del diametro dispone il pick-up sul primo solco del disco.
- terminato il disco, il braccio si alza, ritorna nella posizione iniziale e il motorino si ferma.

L'ascolto del disco può essere interrotto in qualsiasi momento premendo di nuovo il pulsante.

DATI TECNICI

■ Velocità: 16-33-45-78 giri/min. ■ Testina: GP 306 - GP 310 ■ Motore: asincrono ■ Potenza assorbita: 9 w ■ Tensione d'alimentazione: 110 - 127 - 220 V ■ Frequenza d'alimentazione: 50 Hz ■ Peso netto: 1,9 Kg. ■ Dimensioni: 328 x 236 x 88 mm.

sfori verde e blu di ciascuna triade. Si supponga di osservare lo schermo del cinescopio stando nel centro virtuale di deflessione di ciascuno dei tre fascetti elettronici. Visto dal cannone del rosso, esso risulterebbe costituito solo dai punti di fosforo rosso visibili attraverso i fori della maschera. Ciò vale naturalmente per tutte le direzioni che può assumere durante la scansione il fascetto elettronico e quindi per tutti i punti dello schermo.

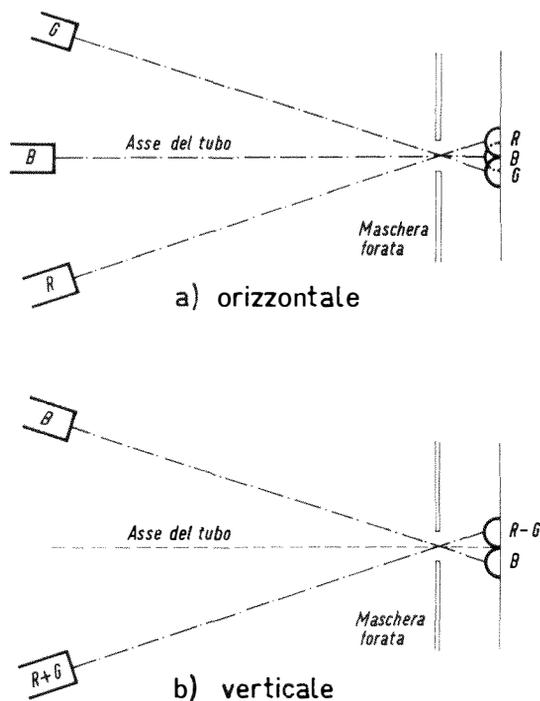



Fig. 8 - Inclinazione dei cannoni elettronici rispetto all'asse del tubo.

Guardando invece lo schermo attraverso la maschera, considerando come raggio ideale l'asse del tubo, posto al centro dei tre cannoni, i fori della maschera risulterebbero allineati col centro di ogni triade; attraverso ciascun foro si vedrebbero quindi frazioni uguali di aree elementari per ciascuno dei tre tipi di fosforo.

Le posizioni e l'orientamento dei tre cannoni all'interno del collo sono stati scelti in modo che ciascun raggio elettronico possa colpire, passando attraverso i fori della maschera, il fosforo ad esso associato. I tre cannoni non sono quindi soltanto disposti ai vertici di un triangolo equilatero, cioè a 120° uno dall'altro, ma vengono montati con l'asse leggermente inclinato verso il centro del tubo di circa 1,5°. Ciò corrisponde a quanto indicato, esagerando per chiarezza l'entità dell'inclinazione, nella fig. 8.

Proiettate su un piano orizzontale, le direzioni dei tre cannoni risultano quindi una coincidente con l'asse del tubo (quella del blu) e le altre due inclinate verso di esso. Viste su un piano verticale, esse risultano tutte e tre inclinate verso l'asse e convergenti in un unico punto dell'asse stesso, denominato perciò **punto di convergenza**. Se esso cade esattamente sul piano della maschera, i tre fasci di elettroni vanno a colpire automaticamente i rispettivi fosfori sistemati in corrispondenza del foro che hanno attraversato. La coincidenza del punto d'intersezione dei fascetti elettronici coi fori della maschera deve essere ovviamente garantita per tutta la superficie della maschera stessa. L'entità delle correzioni da apportare alle rispettive direzioni può essere tuttavia diversa per ciascuno dei tre raggi. Consideriamo pertanto il numero degli spostamenti che potrebbero essere richiesti per far cadere sull'asse del tubo il punto d'incrocio dei tre raggi, tenuto conto che questi fuoriescono dai tre cannoni elettronici posti a 120° tra loro come indicato nella fig. 9. Si vede chiaramente che per la corretta convergenza può essere necessario controllare lo spostamento dei tre raggi in quattro diverse direzioni. Quelli del cannone del rosso e del verde possono farsi infatti coincidere spostandoli entrambi soltanto verso l'asse del tubo lungo direzioni formanti tra loro un angolo di 120°. Per fare in modo che il raggio del blu converga nel punto d'incrocio degli altri due può essere invece necessario, qualora il cannone blu non risultasse posto esattamente al di sopra dell'asse del tubo, sia una deviazione in senso verticale che uno spostamento orizzontale.

L'orientamento dei fascetti elettronici viene facilmente modificato variando il campo magnetico esistente tra le espansioni polari previste per questo scopo all'interno del cannone. Ciascun fascio di elettroni, essendo costituito da cariche elettriche in movimento, genera attorno alla direzione di spostamento degli elettroni un campo magnetico circolare che viene da un lato rinforzato e dall'altro attenuato, o parzialmente neutralizzato, spostando convenientemente un magnete permanente, si fa variare il flusso tra le suddette espansioni e quindi regolato lo spostamento, ortogonale alle linee di flusso, del relativo pennello elettronico. Per il cannone del blu viene inoltre aggiunto un secondo nucleo magnetico ed altre due espansioni polari esterne mediante i quali è possibile imprimere uno spostamento anche in direzione orizzontale. La unità di convergenza risulta così dotata

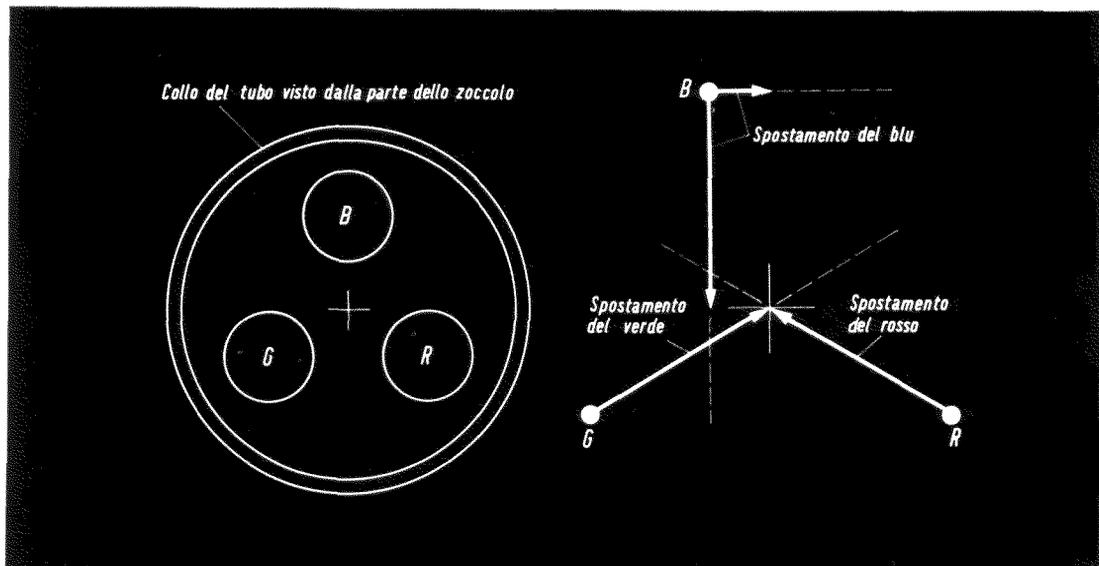



Fig. 9 - Direzione del movimento impresso ai tre pennelli elettronici per ottenerne la convergenza statica.

dal campo magnetico costante attraversato dal pennello elettronico (v. figura 10). A causa di questa disuniformità di densità delle linee di flusso, il fascio di elettroni subisce uno spostamento in una direzione che risulta ad angolo retto con queste ultime. Esse vengono prodotte all'interno del cinescopio tricromico mediante coppie di espansioni polari sistemate opportunamente. La fig. 11 illustra schematicamente come sono montate e come agiscono le bobine dell'unità di convergenza e le espansioni polari tra le quali si crea il campo magnetico.

Sul collo del cinescopio, al di sopra delle espansioni polari, viene montato un nucleo ed il relativo avvolgimento. Variando la corrente nell'avvolgimento o di tutti gli elementi atti a produrre per i tre raggi elettronici i quattro spostamenti cui abbiamo precedentemente accennato. Abbiamo già avuto occasione di dire che l'intensità del campo magnetico di correzione può essere controllata sia mediante magneti permanenti mobili sia regolando la corrente attraverso le bobine dell'unità di convergenza. Qualunque sia il sistema adottato, resta fermo il fatto che la corretta convergenza dei tre raggi sul piano della maschera viene ottenuta per mezzo di un campo magnetico. Questa regolazione può essere fatta con sufficiente accuratezza solo se i punti risultano situati su un arco di cerchio avente il centro sull'asse di deflessione. Se

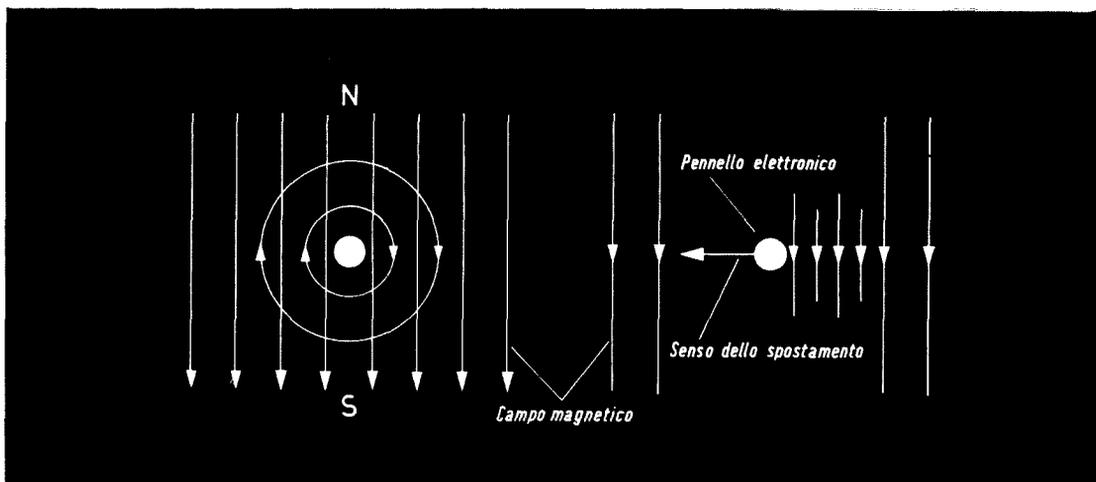



Fig. 10 - Deflessione di un pennello elettronico da parte di un campo magnetico.

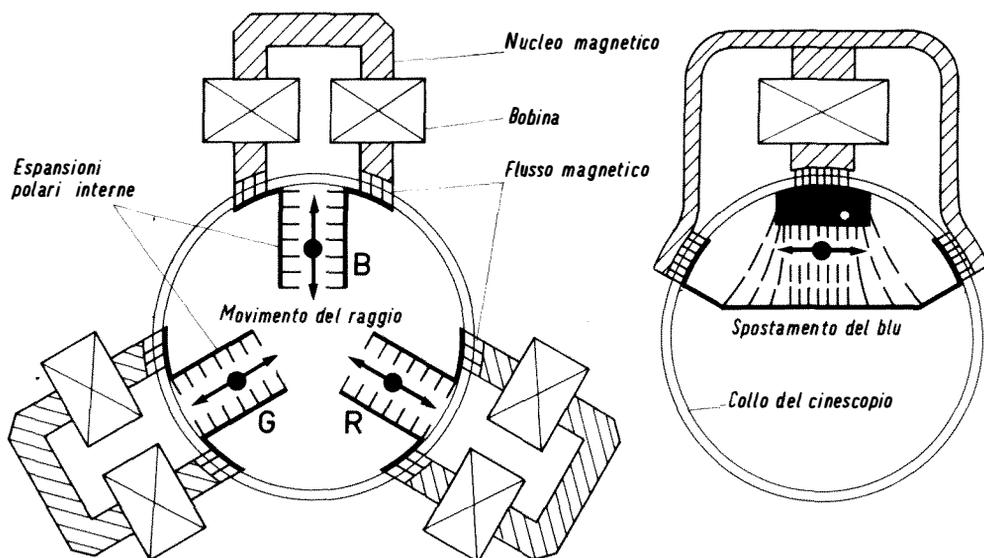



Fig. 11 - Possibilità di movimento dei tre pennelli elettronici sotto l'influenza del campo magnetico creato tra le espansioni polari montate internamente al tubo.

lo schermo, e quindi la maschera, fossero piatti, la convergenza sarebbe possibile soltanto al centro perchè per tutti gli altri punti il percorso degli elettroni risulterebbe maggiore. **Ciò va tenuto presente nell'effettuare la messa a punto della convergenza in quanto le correzioni addizionali dovranno variare automaticamente in funzione dell'angolo di deflessione**. I problemi che derivano da questo stato di cose verranno affrontati in un prossimo articolo, nel quale verrà discussa la convergenza dinamica, cioè tutti gli accorgimenti che si adottano per ottenere durante la scansione l'esatta convergenza dei tre pennelli elettronici su uno schermo non concentrico col sistema di deflessione.

L.C. Philips

TARATURA E REGOLAZIONE DEI RICEVITORI

IL RIPARATORE

I Parte

Descriviamo in questo articolo, in sommi capi, la regolazione e la taratura dei ricevitori a modulazione di frequenza.
In questa prima parte ci occuperemo dei ricevitori FM normali e di quelli stereofonici, cioè muniti del circuito decodificatore.

Ormai la maggior parte dei ricevitori moderni possiede anche la gamma della FM che va da 98 a 100 MHz circa che permette la ricezione delle trasmissioni modulate in frequenza.

Il valore di media frequenza standard attuale per i ricevitori a modulazione di ampiezza è, com'è noto, di 455 kHz, mentre per i ricevitori a modulazione di frequenza è di 10,7 MHz.

Ci si può dunque trovare in presenza, sia dei trasformatori di media frequenza misti forniti dei circuiti su 455 kHz e dei circuiti su 10,7 MHz sia dei trasformatori di media frequenza distinti cioè i primi su 455 kHz e gli altri sui 10,7 MHz.

Ben inteso quando si tratta di un adattatore FI (o sintonizzatore FM) non saremmo in presenza che di un solo avvolgimento del trasformatore FI regolato sui 10,7 MHz.

Quando invece si tratta di un ricevitore AM-FM, si inizia la regolazione della media frequenza, l'allineamento dei trasformatori o dei circuiti previsti per la ricezione delle onde modulate in frequenza.

Un canale di frequenza intermedia per la FM è formato, all'inizio, da due trasformatori normali seguiti a loro volta da un trasformatore-discriminatore per il rivelatore a rapporto (rivelazione di segnali FM). Il trasformatore-discriminatore è seguito da due diodi (o da un doppio diodo) come si può vedere nello schema di fig. 1.

La messa a punto di un ricevitore a modulazione di frequenza non presenta molte difficoltà e di conseguenza non è necessario avere a disposizione un numero elevato di strumenti di misura.

Per la regolazione dei circuiti di media frequenza del canale FM, si procede nel modo seguente:

a) All'ingresso del ricevitore si applica un segnale molto forte regolato sui 10,7 MHz **non modulato** proveniente da un generatore RF qualunque.

b) Fra i punti X e Y del circuito di rivelazione, si collegano in modo provvisorio due resistenze di valore uguale (220 kΩ) come si può vedere in fig. 1.

c) Fra il punto centrale di queste resistenze e l'uscita BF del rivelatore (pun-

to 2), colleghiamo un microamperometro sensibile (150-500 μA).

d) A questo punto si regola il secondario S del trasformatore discriminatore per ottenere l'annullamento della deviazione dell'indice del microamperometro; vale a dire che questa deviazione non deve essere ne positiva ne negativa ma che l'indice deve restare a zero e questo anche nel caso in cui è applicato un segnale a 10,7 MHz molto elevato.

e) Il capo positivo del microamperometro è in seguito tolto dal punto 2 e collegato a massa come si può vedere in fig. 1.

f) Si regolerà allora il primario P del trasformatore-discriminatore e poi tutti i circuiti secondari e primari degli altri trasformatori di media frequenza normali che precedono, allo scopo di ottenere la deviazione massima del microamperometro.

Nel caso si dovesse constatare una grande differenza di regolazione al momento della sintonia del primario P del trasformatore-discriminatore, sarà bene rivedere la regolazione del secondario S, procedendo nello stesso modo spiegato nei punti a, b, c, **d**.

Nel caso invece la deviazione dell'indice sia elevata durante le regolazioni dei punti e-f, sarà sufficiente ridurre l'ampiezza del segnale a 10,7 MHz applicato all'ingresso dell'apparecchio.

Se si utilizzano dei trasformatori FI misti, vale a dire che comprendono anche i circuiti per il canale FI a modulazione d'ampieza, questi circuiti devono essere regolati su 455 kHz, secondo il modo abituale.

Diamo ora qualche consiglio per evitare le interferenze (nel caso si producano durante l'allineamento):

a) Si deve disaccoppiare « l'alta tensione » all'ingresso di ciascun trasformatore (resistenza da 2 kΩ e condensatore da 10.000 pF a mica o ceramico).

b) Il ritorno a massa di questo condensatore di disaccoppiamento di alta tensione si deve fare nel punto comune e unico di « massa » dello stadio considerato.

E' consigliabile anche fare il ritorno di questo condensatore sullo schermo della valvola amplificatrice. Il condensatore di disaccoppiamento dello schermo (fra G2 e massa) deve allora avere un valore da 2000 a 5000 pF.

c) Spesso anche gli accavallamenti possono essere dovuti a un disaccoppiamento insufficiente dei filamenti delle valvole. E' consigliabile intercalare delle bobine di arresto fra i filamenti (una decina di giri, avvolti in aria su un diametro interno di 4 mm con filo di cablaggio), e disaccoppiare a massa con dei condensatori da 5000 pF.

Vediamo ora la regolazione dei circuiti ad alta frequenza e di modulazione di frequenza.

a) Regolare il trimmer (o il nucleo) dell'oscillatore, alfine che la banda della modulazione di frequenza (che va da 88 a 100 MHz) sia esattamente a posto e totalmente coperta dalla rotazione del condensatore variabile o la manovra del sistema di regolazione a nucleo immerso (secondo i casi).

b) Si pone poi verso il centro della banda, vale a dire verso i 94 MHz circa, un segnale RF non modulato, regolato su questa frequenza, applicato all'ingresso « antenna FM » del ricevitore.

c) Per ottenere la deviazione massima del microamperometro, il filo del positivo è sempre collegato a massa.

1) Regolare il trimmer di sintonia RF (miscelatore).

2) Regolare il nucleo della bobina RF d'antenna.

Ritorniamo ora un'istante sull'allineamento dei trasformatori di media frequenza per la ricezione della modulazione di frequenza. Si potrà notare che la larghezza della banda passante necessaria non è senza dubbio rispettata quando si allineano i trasformatori FI, unicamente per la tensione di uscita massima.

Questo sarà esatto con certi trasformatori di media frequenza chiamati a circuito sovraccoppiato (effetto del filtro di banda comportante la famosa curva di trasmissione detta a dorso di cammello); infatti i trasformatori a circuiti sovrac-

coppiati vengono impiegati in modo particolare in televisione dove la larghezza di banda da raggiungere è molto elevata e cioè dell'ordine di 11 MHz.

Si deve notare che i trasformatori di media frequenza per FM del tipo a circuito sovraccoppiato possono essere allineati solamente con l'aiuto di un vobbulatore e di un oscilloscopio, questo per la verifica della forma della banda passante (di forma rettangolare).

I trasformatori a media frequenza usati attualmente negli apparecchi FM sono del tipo con una sola punta di risonanza. Questi trasformatori sono progettati in modo da dare un guadagno elevato per la media frequenza, ma presentano un coefficiente basso perchè la curva di trasmissione abbia la banda passante desiderata.

Questa la ragione per la quale è possibile regolare questi trasformatori per ottenere la tensione di uscita massima.

Tuttavia se il ricevitore o il sintonizzatore FM può ricevere le trasmissioni stereofoniche, vale a dire se è fornito di decoder adeguato, consigliamo di esaminare la forma della curva della banda passante di media frequenza con il vobbulatore e l'oscilloscopio. In effetti, benchè avremo l'occasione di ritornare su questo argomento, diciamo subito che è necessario che la banda passante sia assolutamente piatta, specialmente da 23 a 53 kHz, per ottenere un buon funzionamento del decoder stereofonico.

A questo punto diamo qualche consiglio di riparazione d'ordine generale, vale a dire che si può applicare a tutti i ricevitori o sintonizzatori FM.

1 - I ricevitori per modulazione di frequenza devono essere verificati e allineati, sia in frequenza intermedia che in radio frequenza, più spesso dei ricevitori a modulazione d'ampiezza. Questo è dovuto al fatto che si lavora su frequenze elevate sulle quali le variazioni delle caratteristiche, dovute a varie cause, portano delle variazioni di frequenza notevoli nelle regolazioni. Questo può produrre una perdita di sensibilità lenta, ma progressiva, del ricevitore e anche delle distorsioni.

2 - Se durante l'ascolto si notano delle deformazioni notevoli e se i rivelatori utilizzati sono dei diodi a cristallo, si deve verificare prima di tutto lo stato di questi componenti. Si deve verificare anche lo stato del condensatore elettrolitico (da 10 μF circa) collegato fra l'anodo del diodo e la massa del rivelatore a rapporto (fig. 1); questo condensatore può essere interrotto oppure difettoso e non avere più di conseguenza la capacità richiesta.

3 - A proposito di questo condensatore elettrolitico, ricordiamo che la sua capacità minima deve essere dell'ordine di circa 4 μF, ma che può arrivare senza inconvenienti, da 8 a 16 μF.

In numerosi montaggi, ci è stato possibile riscontrare come condensatore «ballast», un condensatore da 10 μF - 25 V (del tipo di quelli utilizzati come condensatori shunt della resistenza di polarizzazione catodica).

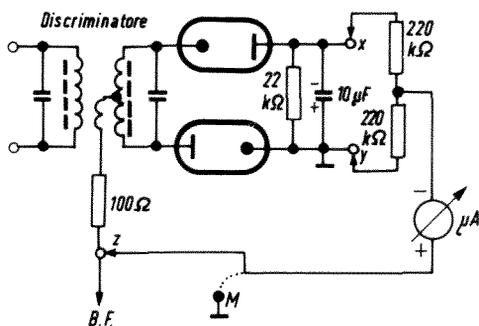
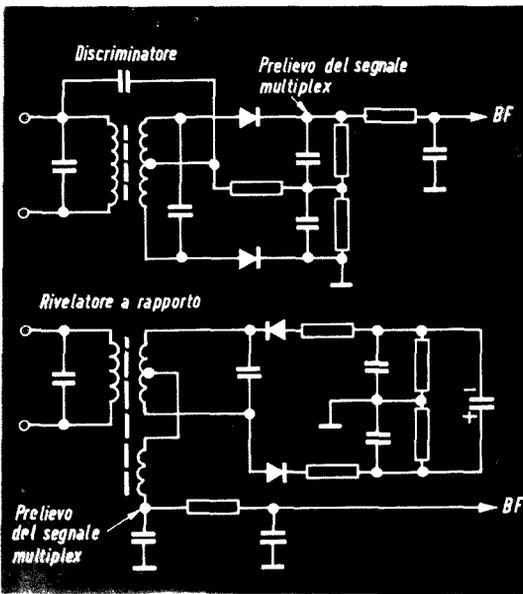



Fig. 1 - Esempio di circuito di rivelazione equipaggiato con due diodi a vuoto.

Con una buona antenna FM esterna e se non si è molto lontani dal trasmettitore, la tensione ai capi di questo condensatore sale facilmente a circa 40 V.

Concludendo consigliamo per maggior sicurezza di montare un condensatore isolato a un centinaio di volt.

4 - Molto spesso, ai riparatori si possono presentare delle distorsioni nelle audizioni; queste possono essere dovute all'amplificatore di bassa frequenza che segue il circuito rivelatore FM; in questo caso queste stesse distorsioni si ritroveranno durante l'ascolto di un disco utilizzando un pick-up.

Fig. 2 - Esempi di circuiti di rivelazione equipaggiati con diodi semiconduttori.

corrispondere alla chiusura massima dell'indicatore di sintonia, e questo naturalmente senza distorsione. Se questi due massimi non corrispondono ed è necessario abbassare il livello per ridurre le distorsioni, vuol dire che il discriminatore non è allineato in modo corretto. In questo caso si dovrà apportare qualche leggero ritocco dopo la regolazione del nucleo del secondario del discriminatore, fino a quando si ottiene una riproduzione corretta.

Il procedimento tecnico migliore e che dà immediatamente il risultato voluto, è il metodo di regolazione riportato all'inizio dell'articolo ai punti a) - b) - c) e d).

Si può così vedere che la messa a punto abbastanza precisa di un ricevitore a modulazione di frequenza si può effettuare con una semplice apparecchiatura e senza apparecchi di misura di tipo speciale e costoso.

Fig. 3 - Circuito amplificatore a 19 kHz equipaggiato con un doppio triodo.

Ma, nella maggior parte dei casi, è nel rivelatore FM che si producono queste piccole distorsioni, molto fastidiose all'orecchio: si tratta di un difetto di regolazione del trasformatore-discriminatore (secondario non regolato al centro della banda passante MF). Se il ricevitore FM possiede un indicatore catodico di sintonia, si potrà tentare una verifica sul posto. Il massimo segnale di ascolto deve

Ricevitori stereofonici

Nel caso dei ricevitori stereofonici, non ci occuperemo dell'insieme del ricevitore FM, ma solamente dell'adattore stereofonico chiamato decodificatore multiplex, vale a dire del circuito ausiliario che rende possibile la stereofonia.

In effetti, fino al circuito rivelatore, i ricevitori a modulazione di ampiezza mo-

nofonici e quelli stereofonici sono perfettamente uguali e quindi sarà necessario ricordare quanto abbiamo detto in precedenza.

Per riparare in modo conveniente o per mettere a punto un decodificatore multiplex, è necessario conoscere bene quello che succede in trasmissione e capire bene i procedimenti messi in opera in ricezione per la ricostituzione dell'effetto stereofonico. Naturalmente non possiamo in questo articolo, spiegare in modo dettagliato tutto questo processo, in quanto andremmo fuori dal nostro principio.

In commercio si trovano dei generatori FM multiplex che permettono la riparazione e la messa a punto del ricevitore FM in generale, ma anche e soprattutto del decodificatore multiplex, però c'è l'inconveniente che questi apparecchi costano molto. Comunque l'acquisto di un tale apparecchio non è indispensabile per trovare la maggior parte dei difetti di funzionamento, in quanto si ha la possibilità di usare come generatore di segnali, il trasmettitore FM stesso (sotto certe condizioni).

Riportiamo ora un semplice metodo per attuare questo procedimento.

Il trasmettitore fornisce un segnale pilota di 19 kHz e un segnale di bassa frequenza composto comprendente il canale principale « sinistro + destro » (S + D) e le bande laterali della sotto-portante « sinistra — destra » (S — D).

Questi segnali possono essere utilizzati per alimentare gli adattatori stereofonici multiplex. E' sufficiente quindi disporre di un buon sintonizzatore FM adatto per la ricezione di queste trasmissioni. Le tensioni vengono prelevate all'uscita del rivelatore a rapporto (o del discriminatore) come si può vedere in fig. 2, prima del filtro di disaccentuazione per mezzo di un cavetto schermato a bassa perdita. E' preferibile per migliorare il rapporto « segnale-rumore » che questo sintonizzatore sia munito di un'antenna esterna.

Si può usare direttamente il segnale composto nel caso di guasti che riguardano la perdita di separazione, la distorsione, ecc. Per allineare l'oscillatore o i circuiti accordati sui 38 kHz; è necessario realizzare un amplificatore a 19 kHz con una valvola, come quello raffigurato in fig. 3. Questo circuito amplifica il segnale a 19 kHz trasmesso dal trasmettitore e separato dagli altri segnali composti. Si dispone così di una sorgente di tensione a 19 kHz, di ampiezza variabile, questa sorgente non può essere sostituita da un generatore di bassa frequenza la cui precisione e stabilità saranno insufficienti.

Ogni bobina L_1 e L_2 è fatta di due avvolgimenti a nido d'ape prelevati da una bobina d'arresto R_{100} (che è composta da 4 di queste bobine) montate su un supporto di 6 mm. di diametro con nucleo regolabile; l'accordo si ottiene con un condensatore da 39 μF, la regolazione sui 19 kHz si ottiene per mezzo del nucleo.

Secondo una valutazione del Science Council Canadese, le spese dal 1975, di ricerca e sviluppo, saranno di 2.500 milioni di dollari, quattro volte la cifra del 1965.
Le industrie e le università si aspettano di avere una grossa parte di tutto questo.
Uno dei piani più costosi è considerato il programma spaziale, che si aggira sugli 80 milioni di dollari, infatti una gran parte dei fondi per ricerche e sviluppi, forniti dal governo, sono già riservati per un sistema di satelliti di comunicazione.
Le spese di ricerca e sviluppo per sistemi di trasmissione delle informazioni, saranno di circa 70 milioni di dollari, la gran parte di questi servirà per l'ammodernamento degli impianti e per l'estensione delle comunicazioni nelle aree più remote del Canada.
Ancora in fase di studio è una spesa annuale di 5.3 milioni di dollari per lo sviluppo del progetto TRIUMF, una installazione nucleare per le università del West Canada.
Sempre in questo campo vi è anche una proposta per un generatore di neutroni e un equipaggiamento di controllo del costo stimato sui 155 milioni di dollari e 20 milioni di dollari di costo di esercizio.
Circa il 54% del budget totale verrà assorbito dall'industria, il 23% dalle università, e il resto dai vari laboratori governativi.

I CIRCUITI MISTI:

CIRCUITI CON COMPONENTI REATTIVI

L'ABC DELLA ELETTRONICA

Parte II

Nella prima parte introduttiva abbiamo stabilito, come il lettore ricorderà, le caratteristiche tipiche ed i metodi elementari di calcolo riferiti ai circuiti misti senza componenti reattivi. In questa seconda ed ultima parte prenderemo invece in considerazione le leggi principali che governano il funzionamento di circuiti misti contenenti componenti reattivi (le capacità e le induttanze), nei confronti di sorgenti di tensione che forniscono una corrente alternata avente una determinata frequenza.
La conoscenza delle suddette norme è assolutamente indispensabile in quanto è alla base delle caratteristiche di funzionamento di qualsiasi circuito elettronico, sia esso di amplificazione, di misura, di confronto, o altro.

Poiché le caratteristiche di funzionamento dei circuiti misti contenenti componenti reattivi sono riferite quasi esclusivamente alla presenza di una tensione alternata, e quindi di una corrente alternata, prima di addentrarci nelle argomentazioni che ci siamo proposte è necessario fare tre importanti precisazioni:

A — Quando una resistenza pura, ossia non avente caratteristiche reattive, viene percorsa da una corrente alternata, la caduta di tensione che si manifesta ai suoi capi è **in fase** con la corrente che la percorre.

B — Quando un'induttanza viene percorsa da una corrente alternata, la caduta di tensione che si presenta ai suoi capi risulta **in anticipo** di 90° rispetto alla corrente che la percorre.

C — Quando una capacità viene attraversata da una corrente alternata, la caduta di tensione che si manifesta ai suoi capi è **in ritardo** di 90° rispetto alla corrente che passa sotto forma di elettricità statica da un elettrodo all'altro.

Quanto sopra risulterà assai più evidente osservando i grafici di **figura 1:** in tutti e tre i suddetti grafici, le curve in tratto continuo rappresentano la tensione, mentre le curve tratteggiate illustrano la fase che la corrente presenta rispetto a quella della tensione. In **A**, è assai facile riscontrare che la corrente e la tensione sono in fase tra loro; in **B** si può notare che la tensione è in anticipo di 90° rispetto alla corrente, e in **C** si può notare infine che la corrente è invece in anticipo rispetto alla tensione.

Fig. 1 - Rappresentazione grafica delle relazioni di fase che intercorrono tra tensione (in tratto continuo) e corrente (tratteggiata) in un circuito resistivo (A), in un circuito capacitivo (B), ed in un circuito induttivo (C). Nel primo caso, la corrente è in fase con la tensione: nel secondo essa è in ritardo di 90°, e nel terzo è infine in antipico di 90°.

Nella puntata precedente di questo articolo abbiamo avuto modo di stabilire come sia possibile calcolare il valore totale risultante dal collegamento di due o più resistenze rispettivamente in serie o in parallelo. Quanto detto, a causa della assenza di componenti reattivi, valeva sia nel caso che il circuito fosse percorso da corrente continua, sia nel caso che il circuito fosse invece percorso da corrente alternata. Nel caso al quale ci dedichiamo questa volta — invece — dobbiamo considerare esclusivamente ciò che accade nei confronti di un circuito percorso da corrente alternata. Anche qui, prima di procedere, è bene stabilire il metodo col quale è possibile calcolare il valore risultante dal collegamento in serie o in parallelo di capacità, nonché dal collegamento in serie o in parallelo di induttanze, rispettivamente in numero di due o maggiori di due.

Quando due o più capacità vengono collegate in parallelo tra loro, il valore

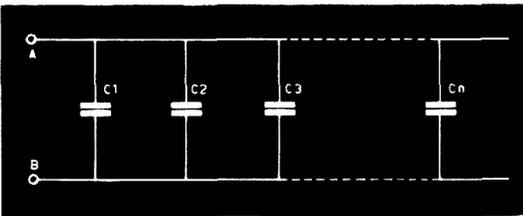



Fig. 2 - Quando due o più capacità vengono collegate in parallelo tra loro, il valore capacitivo risultante è dato dalla somma dei singoli valori delle capacità presenti nel circuito in parallelo.

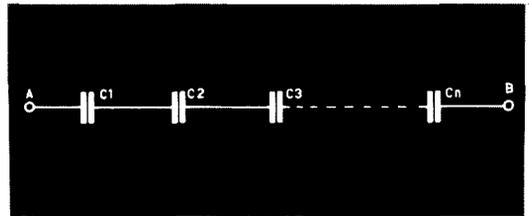



Fig. 3 - Quando due o più capacità vengono collegate in serie tra loro, il valore capacitivo risultante è sempre inferiore a quello della capacità di minor valore presente nel circuito in serie.

risultante è dato semplicemente dalla somma dei singoli valori capacitivi. Ciò è illustrato alla **figura 2**, nella quale si può rilevare che il valore totale capacitivo risultante tra A e B ammonta esattamente a C1 + C2 + C3 ... + Cn.

Quando invece due o più capacità sono collegate in serie tra loro, il valore totale risultante è sempre inferiore a quello della capacità di valore più basso presente tra i valori collegati in serie.

Nel caso illustrato a titolo di esempio alla **figura 3**, il valore capacitivo totale compreso tra i punti A e B è inferiore al valore di quella capacità tra C1, C2, C3 o Cn, che presenta appunto il valore inferiore.

Per quanto riguarda il calcolo del valore risultante dal collegamento in serie di due o più valori capacitivi, vale la medesima formula a suo tempo enunciata per il medesimo calcolo nei confronti di resistenze in parallelo. Infatti, tra due capacità in parallelo, C1 e C2, il valore risultante C è dato da:

$$C = (C1 \times C2) : (C1 + C2)$$

Oppure, volendo seguire il metodo del valore reciproco, vale la formula:

$$1 : C = (1 : C1) + (1 : C2) + \\ + (1 : C3) + \dots (1 : Cn)$$

Entrambe le suddette formule valgono quindi esattamente come nel caso del calcolo di due o più resistenze in parallelo tra loro. Di conseguenza, è logico che il grafico di figura 3 pubblicato nella puntata precedente può essere usato anche per il conteggio del valore risultante dal collegamento in serie di due o più valori capacitivi: infatti, sempre tenendo conto dell'eventuale fattore di moltiplicazione delle due scale, basta individuare i due valori sulle stesse, unirli con una retta che intersechi la retta inclinata a 45°, e tracciare dal punto di intersezione una perpendicolare alla scala orizzontale, sulla quale si legge il valore risultante. Ciò naturalmente, come per le formule precedentemente riportate, può essere sfruttato anche agli effetti del calcolo del valore risultante dal collegamento in serie di più di due valori capacitivi, considerando in primo luogo i primi due, quindi il valore risultante con il terzo valore capacitivo, e così via.

Trattandosi invece di induttanze, le cose sono leggermente più complesse, in quanto il valore risultante dal collegamento in serie o in parallelo di due o più induttanze dipende dal fatto che esista o meno un accoppiamento induttivo tra i valori in gioco.

Quando le induttanze collegate tra loro **non** sono accoppiate induttivamente, esse si comportano alla stessa stregua di componenti isolati ed indipendenti, per cui valgono le medesime leggi considerate a proposito delle resistenze: in altre parole, il valore L risultante dal collegamento in serie di due o più induttanze (L1, L2, L3 ed ... Ln) è dato da:

$$L = L1 + L2 + L3 + \dots Ln$$

Quando invece due induttanze vengono collegate in parallelo tra loro, sempre senza accoppiamento induttivo, il valore risultante può essere calcolato in base ad una delle seguenti formule:

$$L = (L1 \times L2) : (L1 + L2)$$

oppure

$$1 : L = (1 : L1) + (1 : L2) + \\ + (1 : L3) + \dots (1 : Ln)$$

Naturalmente, anche in questo caso è possibile servirsi del grafico di figura 3 della puntata precedente.

Quando invece esiste un accoppiamento induttivo tra le induttanze in gioco, subentra un fattore di **induttanza mutua**, che può essere rappresentato dalla lettera M, che interviene nel calcolo nel modo seguente.

Tra due induttanze collegate in serie tra loro, ed accoppiate tra loro con campi magnetici in fase, ossia variabili nel medesimo senso, abbiamo che:

$$L = L1 + L2 + 2M$$

Quando due induttanze sono collegate in serie tra loro, ed accoppiate induttivamente in modo tale che i due campi magnetici risultino variabili in senso opposto, abbiamo che:

$$L = L1 + L2 - 2M$$

Il lettore ricorderà certamente che per induttanza mutua M si intende l'ampiezza della tensione che viene indotta in un eventuale secondario, a seguito di una determinata variazione dell'intensità della corrente che scorre nel primario. Ciò significa che, quando due o più bobine sono accoppiate induttivamente tra loro, quella di esse che viene percorsa diretamente dalla corrente proveniente dalla sorgente di alimentazione funge da avvolgimento primario, mentre la bobina o le bobine nelle quali la tensione viene indotta a causa del campo magnetico prodotto dalla prima assumono il ruolo di secondari. Naturalmente, quando questi ultimi vengono a loro volta percorsi da una corrente avente una certa intensità, a loro volta producono un campo magnetico che induce una tensione nel primario: a causa di ciò, si ha un continuo scambio di energia tra tutte le bobine accoppiate induttivamente tra loro, che costituisce appunto il fattore di induttanza mutua, del quale occorre tener conto agli effetti del calcolo del valore totale risultante.

CONSIDERAZIONI SUI CIRCUITI IN SERIE CONTENENTI INDUTTANZA, CAPACITA' E RESISTENZA

Quando un circuito elettrico è costituito da componenti appartenenti alle tre categorie, e precisamente da componenti induttivi. capacitivi e resistivi, l'ammontare delle cadute di tensione, l'intensità della corrente circolante e gli angoli di fase possono essere facilmente determinati in base a quanto è stato detto in precedenza. A titolo di esempio, consideriamo la **figura 4-A**, che rappresenta appunto un circuito nel quale una sorgente di tensione alternata V alimenta un circuito costituito dalla resistenza R, dall'induttanza L e dalla capacità C.

La figura **4-B** rappresenta invece le relazioni di fase che intercorrono tra la tensione V, la corrente I_R che scorre attraverso la resistenza, la tensione V_L (presente ai capi dell'induttanza) e la tensione V_C (presente ai capi della capacità).

Abbiamo già stabilito in precedenza che — in un circuito in serie — la corrente è praticamente la medesima in tutti i punti del circuito stesso: per questo motivo, il valore I_R può essere preso come riferimento: sappiamo inoltre — in quanto lo abbiamo stabilito in precedenza — che la tensione presente ai capi della resistenza è costantemente in fase con la corrente che la percorre, mentre la tensione presente ai capi del-

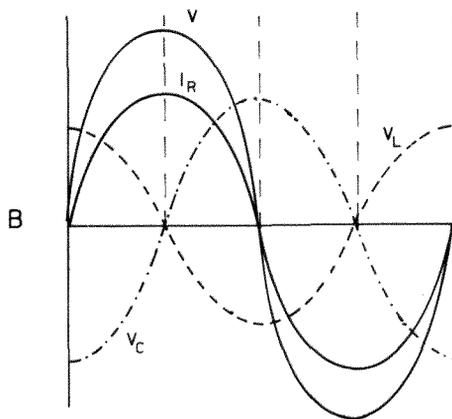
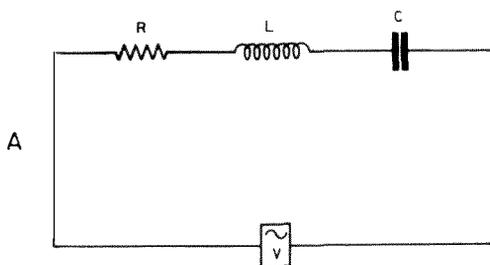



Fig. 4 - L'intensità della corrente che scorre in un circuito in serie del tipo RLC è di un unico valore, mentre la caduta di tensione presenti ai capi dei tre componenti dipendono dai relativi valori di resistenza e di reattanza. In particolare, la differenza di potenziale presente ai capi dei componenti L e C dipende dalla relazione di fase tra le rispettive correnti. A rappresenta il circuito tipo, e B illustra appunto le relazioni di fase di un caso ipotetico.

NOVOTest

BREVETTATO

MOD. TS 140 20.000 Ω/V in c.c.
e 4.000 Ω V in c.a

10 CAMPI DI MISURA 50 PORTATE

VOLT C.C.	8 portate	100 mV - 1 V - 3 V - 10 V - 30 V 100 V - 300 V - 1000 V
VOLT C.A	7 portate	1,5 V - 15 V - 50 V - 150 V - 500 V 1500 V - 2500 V
AMP. C.C.	6 portate	50 μA - 0,5 mA - 5 mA - 50 mA 500 mA - 5 A
AMP. C.A.	4 portate	250 μA - 50 mA - 500 mA - 5 A
OHMS	6 portate	Ω x 0,1 - Ω x 1 - Ω x 10 - Ω x 100 Ω x 1 K - Ω x 10 K
REATTANZA	1 portata	da 0 a 10 MΩ
FREQUENZA	1 portata	da 0 a 50 Hz - da 0 a 500 Hz (condens. ester.)
VOLT USCITA	7 portate	1,5V (condens. ester.) - 15V - 50V 150 V - 500 V - 1500 V - 2500 V
DECIBEL	6 portate	da — 10 dB a + 70 dB
CAPACITA'	4 portate	da 0 a 0.5 μF (aliment. rete) da 0 a 50 μF - da 0 a 500 μF - da 0 a 5000 μF (alimentaz. batteria)

MOD. TS 160 40.000 Ω V in c.c.
e 4.000 Ω V in c.a.

10 CAMPI DI MISURA 48 PORTATE

VOLT C.C 8 portate: 150 mV - 1 V - 1,5 V - 5 V - 30 V - 50 V - 250 V - 1000 V • VOLT C.A. 6 portate: 1,5 V - 15 V - 50 V - 300 V - 500 V - 2500 V • AMP. C.C. 7 portate: 25 μA - 50 μA - 0,5 mA - 5 mA - 50 mA - 500 mA - 5 A • AMP. C.A. 4 portate: 250 μA - 50 mA - 500 mA - 5 A • OHMS 6 portate: Ω x 0,1 - Ω x 1 - Ω x 10 - Ω x 100 - Ω x 1 K - Ω x 10 K (campo di misura da 0 a 100 MΩ) • REATTANZA 1 portata: da 0 a 10 MΩ • FREQUENZA 1 portata: da 0 a 50 Hz - da 0 a 500 Hz (condensatore esterno) • VOLT USCITA 6 portate: 1,5 V (condens. esterno) 15 V - 50 V - 300 V - 500 V - 2500 V • DECIBEL 5 portate: da — 10 dB a + 70 dB • CAPACITA 4 portate: da 0 a 0,5 μF (aliment. rete) da 0 a 50 μF - da 0 a 500 μF - da 0 a 5000 μF (alimentazione batteria interna). Protezione elettronica del galvanometro. Scala a specchio, sviluppo mm 115, graduazione in 5 colori.

ECCEZIONALE!!!

CON CERTIFICATO DI GARANZIA

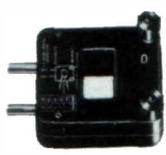
VIA GRADISCA, 4 - TEL. 30 52 41 - 30 52 47
20151 MILANO

IN VENDITA PRESSO TUTTI I MAGAZZENI DI MATERIALE ELETTRICO E RADIO-TV

TS 140 L. 10.800
TS 160 L. 12.500
franco ns. stabilimento

UNA GRANDE SCALA IN UN PICCOLO TESTER

ACCESSORI FORNITI A RICHIESTA

RIDUTTORE PER LA MISURA DELLA CORRENTE ALTERNATA
Mod. TA6/N
portate 25 A - 50 A - 100 A - 200 A

DERIVATORI PER LA MISURA DELLA CORRENTE CONTINUA
Mod. SH/ 30 portata 30 A
Mod. SH/150 portata 150 A

PUNTALE PER LA MISURA DELL'ALTA TENSIONE
Mod. VC1/N port. 25.000 V c.c.

TERMOMETRO A CONTATTO PER LA MISURA ISTANTANEA DELLA TEMPERATURA
Mod. T1/N
campo di misura da —25° +250°

CELLULA FOTOELETTRICA PER LA MISURA DEL GRADO DI ILLUMINAMENTO
Mod. L1/N
campo di misura da 0 a 20.000 Lux

DEPOSITI IN ITALIA:

BARI - Biagio Grimaldi
Via Pasubio 116
BOLOGNA - P.I. Sibani Attilio
Via Zanardi 2/10
CATANIA - Elle Emme s.a.s.
Via Cagliari, 57
FIRENZE - Dr. Alberto Tiranti
Via Frà Bartolommeo 38
GENOVA - P.I. Conte Luigi
Via P. Salvago 18
MILANO - Presso ns. sede
Via Gradisca 4
NAPOLI - Cesarano Vincenzo
Via Strettola S. Anna alle Paludi 62
PESCARA - P.I. Accorsi Giuseppe
Via Osento 25
ROMA - Tardini di E. Cereda e C.
Via Amatrice 15
TORINO - Rodolfo e Dr. Brûno Pomè
C.so D. degli Abruzzi 58 bis

B R E V E T T A T O

l'induttanza è **in anticipo** di 90° rispetto alla corrente, e la tensione presente ai capi della capacità è **in ritardo** di 90° rispetto alla corrente. Di conseguenza, è chiaro che le tensioni V_C e V_L sono tra loro in opposizione di fase, per cui la tensione risultante è data dalla loro differenza, ossia dalla somma algebrica.

Occorre però considerare che le tre tensioni in gioco non sono altro che le cadute di tensione che si presentano ai capi dei rispettivi componenti, e che dipendono per l'esattezza dal valore resistivo di R, dalla reattanza induttiva di L, nonché dalla reattanza capacitiva di C: di conseguenza, effettuando il calcolo delle relative reattanze in base alle formule che il lettore certamente conosce, oppure servendosi dei numerosi grafici che è assai facile reperire in proposito, naturalmente in funzione della frequenza nei vari testi di elettrologia e di elettronica, è possibile stabilire che la tensione presente ai capi dei tre componenti collegati in serie è indubbiamente pari a quella fornita dalla sorgente. Tuttavia, se la caduta di tensione che si manifesta ai capi della resistenza può essere facilmente calcolata in base alla legge di Ohm, conoscendo la resistenza e la corrente, la differenza di potenziale presente ai capi dei componenti L e C in serie tra loro è certamente pari a $V - V_R$, ma può essere calcolata separatamente solo tenendo conto delle relazioni di fase che intercorrono tra le due grandezze che vanno sommate algebricamente, proprio a causa del fatto che le due cadute di tensione (ai capi di L ed ai capi di C) sono in opposizione di fase tra loro. Per maggiore esattezza, si rammenti che se la caduta di tensione presente ai capi di L è maggiore di quella presente ai quella presente ai capi di L, la tensione V trambe è data da:

$$V = V_C - V_L$$

Per contro, se la caduta di tensione presente ai capi di C è maggiore di quella presente ai capi di L, la tensione V sarà data da:

$$V = V_C - V_L$$

Nei confronti dei circuiti di questo tipo occorre infine considerare che il rapporto tra le cadute di tensione che si presentano ai capi dei due componenti reattivi L e C stabilisce le caratteristiche principali dei circuito in serie: in altre parole, se la reattanza induttiva è talmente maggiore della reattanza capacitiva da rendere quest'ultima praticamente trascurabile agli effetti pratici, si può affermare che il circuito è prevalentemente di natura induttiva. Per contro, se la reattanza capacitiva è di valore talmente elevato da rendere praticamente trascurabile agli effetti pratici la caduta di tensione che si verifica ai capi dell'induttanza L, il circuito acquista una caratteristica eminentemente capacitiva.

Nello studio dei circuiti di questo tipo — infine — il lettore potrà riscontrare assai spesso che la presenza della resistenza R viene inserita esclusivamente a titolo didattico, in quanto essa — molto spesso — rappresenta non una resistenza vera e propria presente nel circuito, bensì la componente ohmica dovuta alla resistenza del conduttore che costituisce l'avvolgimento dell'induttanza L.

CONSIDERAZIONI SUI CIRCUITI IN PARALLELO CONTENENTI INDUTTANZA, CAPACITA' E RESISTENZA

La **figura 5-A** illustra un esempio tipico di circuito in parallelo, contenente appunto un componente resistivo (R), un componente induttivo (L) ed un componente capacitivo (C). L'intero circuito viene alimentato dalla sorgente di tensione a corrente alternata che fornisce appunto la tensione V.

Anche in questo caso, la corrente I_R che passa attraverso la resistenza R è in fase con la tensione presente ai suoi capi, che corrisponde all'intera tensione fornita dalla sorgente. Per contro, nei confronti dei componenti C ed L, occorre ancora tenere nella dovuta considerazione quanto si è detto in precedenza in merito alla relazione di fase che sussiste tra la tensione e la corrente. Infatti, come abbiamo stabilito, le correnti che scorrono in C ed in L dipendono per quanto riguarda l'intensità dei rispettivi valori di reattanza capacitiva ed indutti-

va, mentre — per quanto riguarda l'angolo di fase — esse risultano invariabilmente sfasate tra loro di ben 180°. Ne deriva che la corrente che scorre attraverso la combinazione in parallelo LC presenterà una caratteristica prevalentemente induttiva o capacitiva, a seconda di quale dei due componenti in gioco presenta una resistenza meno rilevante alla tensione applicata contemporaneamente ai due componenti. Ciò è importante agli effetti dell'intensità della corrente totale I.

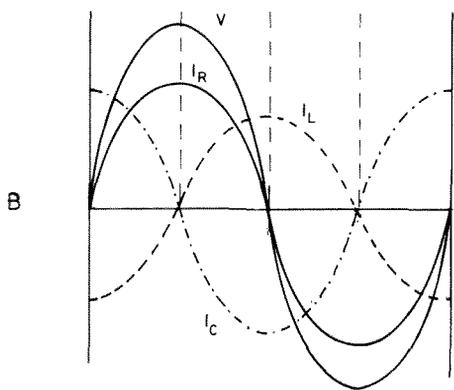
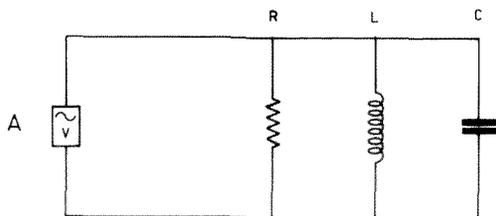



Fig. 5 - La tensione presente ai capi di un circuito in parallelo dei tipo RLC è la medesima che viene fornita dalla sorgente. Per quanto riguarda invece la corrente totale che scorre, essa dipende dal valore resistivo di R, nonchè dai valori intrinseci di L e di C, nonché dalle relazioni di fase che intercorrono tra le rispettive correnti, i cui valori debbono essere sommati albegricamente, prima di poter effettuare il calcolo in base alla legge di Ohm.

A titolo indicativo, la figura 5-**B** rappresenta graficamente le relazioni di fase che sussistono tra la corrente I_R, e le rispettive correnti dei componenti induttivi, I_L ed I_C.

A causa di tutto ciò, l'intensità totale I della corrente che viene richiesta alla sorgente di alimentazione per alimentare il circuito costituito da L, da C e da R, non può essere calcolata semplicemente in base alla legge di Ohm, così come è stato fatto nei confronti dei circuiti contenenti soltanto componenti resistivi, bensì deve essere calcolata tenendo conto della somma vettoriale della corrente reattiva e di quella resistiva, esattamente alla stessa stregua di come si dovrebbe procedere se il circuito comprendesse semplicemente una sola componente reattiva ed una resistenza.

CONCLUSIONE

Gli argomenti trattati non possono certamente essere considerati esaurienti, in quanto essi non costituiscono altro che la base di ciò che occorre sapere per poter effettuare dei calcoli veri e propri nei confronti di circuiti percorsi da correnti alternate, consistenti in componenti di varia natura. Tuttavia, il lettore che avesse frequenti necessità di considerare da un punto di vista pratico circuiti di questo tipo, potrà ricorrere a quanto è stato qui riassunto soprattutto per comprendere le relazioni fondamentali che sussistono tra le diverse grandezze in gioco, con particolare riguardo ai componenti reattivi. In altre parole, una volta compresi perfettamente i concetti fondamentali delle relazioni di fase che intercorrono tra le tensioni e le correnti, rispetto a componenti di natura induttiva e capacitiva, risulterà assai più facile per qualsiasi lettore effettuare — ad esempio — il calcolo delle tensioni distribuite in un circuito in serie, in parallelo, o di tipo misto serie-parallelo, agli effetti della distribuzione di tensioni alternate di diverse ampiezze. Ciò, soprattutto quando — per ragioni di filtraggio, di separazione, o per altri motivi — è necessario inserire lungo i vari percorsi della corrente dei filtri di tipo LC, RC, RL, oppure RLC.

L. Biancoli

Elegante impianto stereo ideale per la sistemazione in scaffali o librerie

Amplificatore-sintonizzatore stereo - Beomaster 1000 dalla linea ultrapiatta ed elegantissima - Potenza d'uscita 15+15 W.
Adatto per altoparlanti B & O di vari tipi e potenze - Giradischi stereo Beogram 1000 con caratteristiche semiprofessionali.
Provvisto della famosa testina originale B & O SP7.

Beomaster 1000

Beovox 1500

Beogram 1000

GLI OSCILLATORI

L'A.B.C. DELLA ELETTRONICA

In questa seconda parte dell'articolo ci occuperemo di alcuni circuiti pratici di oscillatori prima equipaggiati a valvole poi a transistor.

Nella fig. 1 sono rappresentati alcuni schemi pratici di circuiti oscillatori equipaggiati con una valvola (triodo).

Come si può vedere il circuito di fig. 1a non è altro che il circuito pratico dello schema di principio riportato in fig. 2, il circuito formato da un triodo montato con il catodo in comune (praticamente è collegato a massa). La bobina 4 posta sulla placca del triodo viene accordata per mezzo del condensatore variabile CV, mentre la bobina L_2 posta sulla griglia viene accordata da L_1.

Si deve ricordare però di avvolgere le bobine L_1 e L_2 in senso inverso in quanto il circuito a catodo comune funziona come invertitore o sfasatore.

In fig. 1 si può vedere come si può realizzare un avvolgimento inverso avvolgendo su un supporto prima le spire della bobina L_1 e quindi, mantenendo lo stesso senso di avvolgimento, le spire della bobina L_2. Così facendo si ottengono quattro punti di collegamento; per ottenere l'accoppiamento inverso si deve collegare l'ingresso di L_1 alla placca del triodo e l'uscita U al polo positivo dell'alta tensione, mentre l'ingresso I di L_2 va collegato alla massa (—) e l'uscita alla griglia per mezzo del condensatore C_1, come si può vedere in fig. 1a.

Come abbiamo già detto, in questo circuito la bobina L_1 posta sulla placca viene accordata con il condensatore CV, che può essere variabile oppure fisso a seconda dell'impiego dell'oscillatore.

Il circuito di fig. 1b è analogo a quello di fig. 1a, ma in questo caso la bobina d'accordo è L_2 che si trova sul circuito di griglia.

Il circuito di fig. 1c è fornito di una sola bobina L formata praticamente dall'unione delle bobine L_1 e L_2 (cioè l'uscita di L_1 collegata all'ingresso di L_2), il punto comune come si può vedere, è collegato al polo positivo dell'alta tensione. Si deve tener presente che questo circuito si può realizzare praticamente perchè il condensatore isola la griglia dal punto +AT collegato alla bobina L.

Il circuito di fig. 1e mostra un triodo collegato a placca comune e di conseguenza gli elettrodi attivi sono il catodo e la griglia. Con questo circuito particolare la placca può essere collegata direttamente al polo positivo dell'alta tensione secondo il collegamento tratteggiato in

fig. 1c, oppure, attraverso la resistenza R_1 disaccoppiata dal condensatore C_1. Come si può vedere dalla figura, le due bobine sono poste rispettivamente L_1 sulla griglia e L_2 sul catodo della valvola. E' necessario ricordare che, non essendo il montaggio a placca comune inversore, le bobine L_1 e L_2 devono essere avvolte nello stesso senso.

b) l'ingresso di L_2 dovrà essere collegato al catodo mentre l'uscita andrà a massa.

Si deve ricordare che la bobina L_2 è formata da un numero di spire minore di un valore pari a 1/3 o 1/4 della bobina L_1.

Se vogliamo semplificare il montaggio

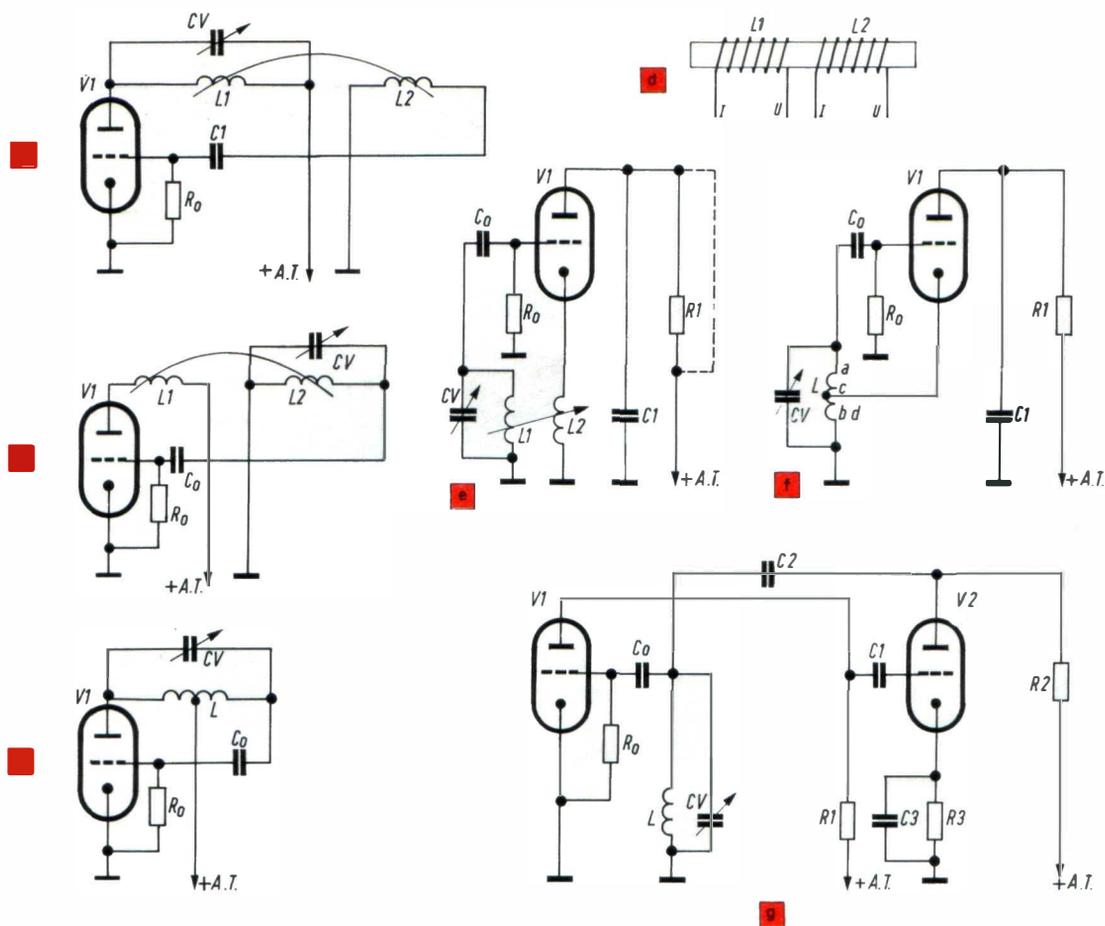



Fig. 1 - Alcuni circuiti di principio di oscillatori equipaggiati a valvole.

Prendiamo ancora come riferimento la fig. 1d per facilitare i vari collegamenti che dovranno essere fatti nel modo seguente:

a) l'ingresso di L_1 dovrà essere collegato alla griglia per mezzo del condensatore C_1 mentre l'uscita di L_1 andrà a massa;

del circuito di fig. 1e si può realizzare il circuito di fig. 1f nel quale le bobine L_1 e L_2 sono state riunite in una sola bobina L con la presa centrale collegata al catodo.

Considerando il circuito di fig. 1f si può vedere che il punto **a** corrisponde all'in-

gresso di L_2 e il punto **d**, riunito con **c**, all'uscita di L_2.

In fig. 1g è riportato un altro circuito equipaggiato di una bobina L; in questo circuito si utilizzano però due valvole di cui V_1 funziona da oscillatrice mentre V_2 funziona da amplificatrice invertitrice. Ne deriva che il segnale in uscita dalla bobina L viene amplificato da V_1 e invertito da V_2, quindi viene applicato alla bobina L per mezzo del condensatore C_2. Come si può dedurre il segnale ai capi della bobina subisce due inversioni, prima da V_1 poi da V_2 e quindi ritorna su L con lo stesso senso di rotazione di quello del segnale iniziale; questo permette di ottenere l'oscillazione del sistema V_1-V_2.

Tutti i circuiti che abbiamo riportato possono funzionare con frequenze diverse, sia con frequenze molto basse, per esempio 25 Hz, che con frequenze molto alte non superiori tuttavia a 250 MHz o 300 MHz.

A questo proposito ricordiamo che il numero di spire della bobina aumenta (e di conseguenza anche l'induttanza sarà maggiore) con più la frequenza sarà bassa. Facciamo ora un esempio; con una frequenza f = 50 Hz, il numero di spire della bobina d'accordo può essere di qualche migliaio, mentre invece con una frequenza di 250 MHz saranno sufficienti 2 o 3 spire solamente. E' per questo che l'impiego delle bobine è sempre più difficile all'aumentare della frequenza in quanto la realizzazione di una bobina di una spira o di tre quarti di spira è molto difficoltosa.

Nel caso si volessero impiegare delle frequenze superiori a 300 MHz, si dovranno utilizzare al posto delle bobine dei circuiti accordati veri e propri.

Siccome la frequenza f è data dalla formula:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

è chiaro che questa frequenza dipende dal prodotto LC, se si aumenta il valore di C, si può diminuire quello di L e viceversa. La capacità C sta nel nostro caso ad indicare la capacità CV. Utilizzando delle frequenze basse, il condensatore C dovrà avere dei valori elevati dell'ordine di 0,1 μF o più. In questo caso non si potranno realizzare dei condensatori variabili con questi valori di capacità e quindi gli oscillatori saranno a frequenza fissa.

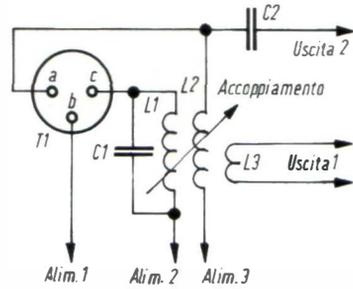



Fig. 2 - Circuito base illustrante il principio di funzionamento di un oscillatore.

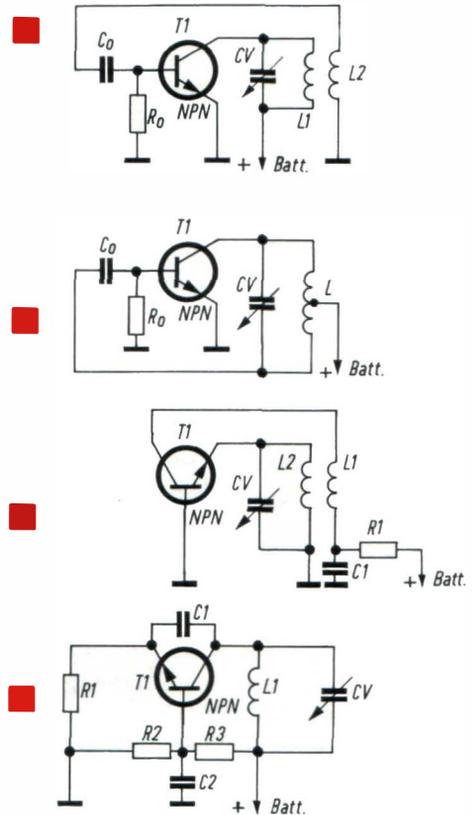



Fig. 3 - Alcuni circuiti oscillatori a transistor, corrispondenti ai rispettivi circuiti a valvole.

Utilizzando delle frequenze dell'ordine di 1000 kHz si devono utilizzare dei condensatori C aventi un valore dell'ordine di 500 pF e quindi si potranno usare dei condensatori variabili aventi una capacità variabile fra 50 e 500 pF; in questo modo si potrà variare anche la frequenza F.

Nel caso in cui le frequenze richieste siano comprese fra 30 MHz e 300 MHz, la capacità C deve essere bassa, dell'ordine di 10 pF e anche meno in modo che L sia maggiore possibile in modo che possa essere realizzata sotto forma di bobina a spire.

Il valore dell'alta tensione dei circuiti di fig. 1 può variare da 40 a 300 V.

Circuiti a transistor

In fig. 3 abbiamo riportato alcuni circuiti oscillatori equipaggiati a transistor che non solo altro che la trasposizione dei circuiti a valvole di fig. 1. Più precisamente la fig. 3a è l'analoga della fig. 1a; il transistor T_1 è montato a emettitore comune, collegato direttamente a massa, cioè al negativo della sorgente di alimentazione. Le bobine L_1 e L_2 sono ad accoppiamento inverso.

La fig. 3c è l'analoga della fig. 1c, l'accordo è stato realizzato per mezzo del condensatore variabile CV posto in parallelo alla bobina L.

In fig. 3h l'oscillazione è ottenuta grazie all'accoppiamento fra L_1 e L_2 e siccome questa volta il circuito è a base comune non è più inversore e di conseguenza le due bobine vanno avvolte nello stesso senso.

In fig. 3i si vede un montaggio ancora più semplificato in quanto è formato di una sola bobina; l'accoppiamento avviene per mezzo elettrostatico con il condensatore C_1 e la capacità interna fra collettore ed emettitore.

Questa specie di montaggio viene adottato molto spesso sia in circuiti VHF che UHF, e in quest'ultimo caso la bobina è sostituita da una linea.

Groningen. In una conferenza tenuta all'Associazione Commercianti di Groningen, il dottor Tromp si è soffermato sui particolari aspetti dei problemi industriali di oggi e di domani, che ha esaurientemente trattato dopo una breve rassegna dell'evoluzione economica del passato. In particolare il relatore ha posto la sua attenzione sulla necessità dell'incremento della ricerca.

L'oratore ha sottolineato, fra l'altro, il notevole incremento del prodotto nazionale lordo nei Paesi del mercato comune che annovera adesso 190 milioni di abitanti. Dal 1958 al 1967 questo incremento è stato del 56% mentre nello stesso periodo negli Stati Uniti è stato del 49% e in Inghilterra del 35%. Il conseguente aumento della prosperità ha reso essenziale l'effettuazione di maggiori investimenti. In questo periodo, tuttavia, alcuni Paesi dovevano impegnarsi a risolvere il problema dell'aumento dei costi dei salari e degli stipendi che diminuivano le possibilità di reinvestire gli utili per estendere e modernizzare gli impianti produttivi.

Questa tendenza si è poi ulteriormente accentuata per le aumentate spese nei consumi e, indirettamente, per l'ncremento delle importazioni che hanno inciso sulla posizione della bilancia dei pagamenti e di conseguenza creato un'atmosfera meno favorevole per attrarre i capitali agli investimenti.

L'impasse però sembra sia stato superato sin dalla fine dell'anno scorso. Si può oggi dire che è a portata di mano uno sviluppo economico soddisfacente purchè Governo, operatori economici e dipendenti mantengano una certa disciplina.

TUTTO SULLA REAZIONE E SULLA CONTROREAZIONE

L'A.B.C. DELLA ELETTRONICA

Parte seconda - NOZIONI PRATICHE

di L. Biancoli

A conclusione dell'articolo pubblicato precedentemente sul medesimo argomento, in questa seconda ed ultima parte chiariremo in primo luogo la differenza che sussite tra la reazione di tensione e la reazione di corrente, dopo di che analizzeremo i diversi tipi di circuiti di reazione, per stabilire infine in quale modo la controreazione influisca agli effetti del funzionamento totale di un amplificatore di Bassa Frequenza.

Il segnale che viene prelevato da un punto qualsiasi di un circuito di amplificazione può essere proporzionale — per quanto riguarda la sua ampiezza — ad una **tensione** variabile, oppure ad una **corrente** variabile: a causa di ciò, occorre chiarire l'importante differenza che sussiste tra i due diversi tipi di reazione, di tensione e di corrente.

Reazione di tensione e reazione di corrente

Il segnale di reazione retrocesso da un punto ad un altro di un circuito elettronico può derivare da una variazione di tensione, quando risulta proporzionale all'ammontare di una tensione di segnale, e può derivare invece da una variazione di corrente, quando risulta proporzionale all'ammontare di variazione di una intensità di corrente.

Per meglio comprendere questo concetto, è bene osservare i due circuiti illustrati alla **figura 6.** In **A**, il segnale amplificato dal transistore è disponibile ai capi della resistenza R1, e — tramite la capacità di accoppiamento — risulta del pari disponibile ai capi della resistenza R2: in corrispondenza del terminale superiore di quest'ultima, il segnale è disponibile sia per l'uscita (o per l'accoppiamento ad uno stadio successivo) sia per la reazione necessaria per ottenere un determinato risultato. In tal caso, è evidente che si tratta esclusivamente di un segnale a caratteristica di tensione, in quanto le sue variazioni non dipendono direttamente dal valore di R2, e quindi dalle eventuali variazioni dell'intensità della corrente che la percorre. Di conseguenza, retrocedendo il segnale nel modo illustrato nel circuito di figura A, si ottiene un caso tipico di reazione di tensione.

Considerando ora il circuito di figura 6 **B,** possiamo notare che il segnale amplificato dallo stadio a transistore è dispo-

nibile come nel caso precedente ai capi della resistenza R1, e — tramite la capacità di accoppiamento — viene applicato ai capi di un partitore costituito dalle resistenze R2 ed R3. In questo caso specifico — tuttavia — il segnale di reazione viene prelevato in un punto intermedio tra queste ultime due resistenze, e retrocesso al circuito di base come nel caso precedente. Il lettore potrà certamente comprendere che — prelevando il segnale di reazione in questo modo — la sua entità dipende direttamente dall'intensità della corrente che scorre attraverso R2 ed R3: di conseguenza, in questo caso specifico la reazione è eminentemente del tipo di corrente.

La distinzione tra questi due tipi di reazione è assai importante, sia agli effetti della scelta del tipo da impiegare, sia agli effetti delle conseguenze che questa reazione comporta in un circuito pratico. Infatti, quando un dispositivo elettronico del tipo ad amplificazione sfrutta i principi della reazione di tensione, esso si comporta alla stessa stregua di un generatore del tipo cosiddetto a **tensione costante:** per contro, se il circuito di reazione impiegato è del tipo a reazione di corrente, il dispositivo si comporta alla stessa stregua di un generatore a **corrente costante.** Per il momento ci limitiamo a questa semplice considerazione, in quanto avremo occasione tra breve di chiarire le differenze sostanziali che sussistono tra questi due tipi di generatori.

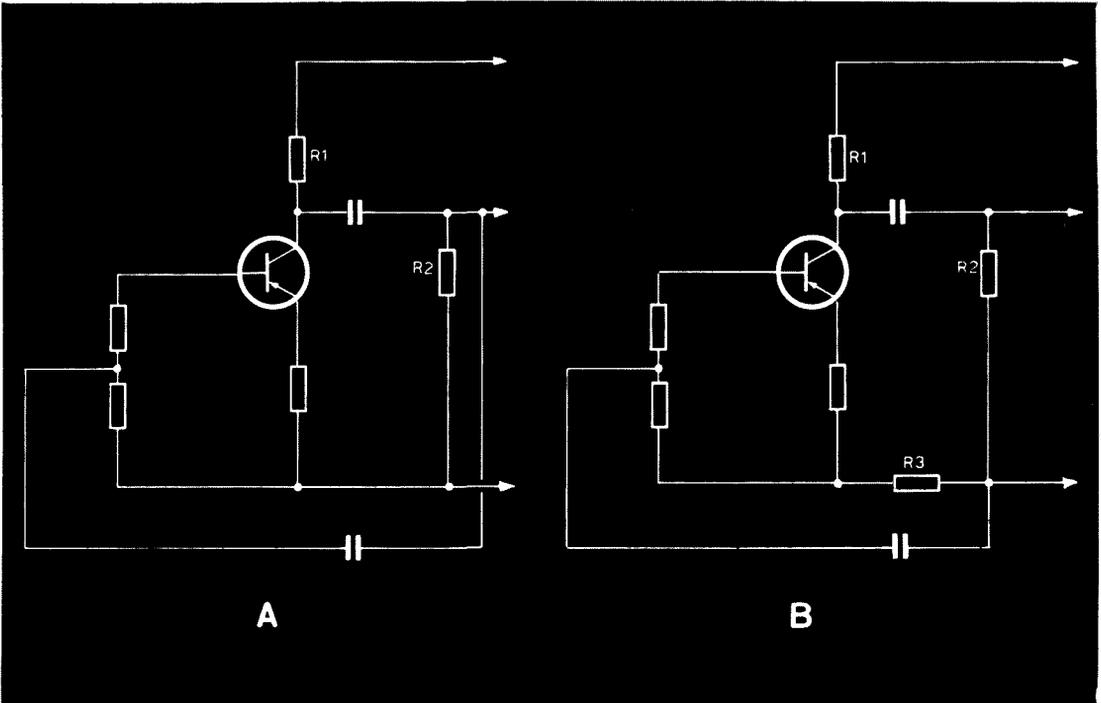



Fig. 6 - A rappresenta un caso tipico di reazione negativa di tensione, applicata tra l'uscita e l'ingresso di uno stadio a transistore, tramite un accoppiamento capacitivo. In B, le variazioni del segnale di reazione sono proporzionali alla variazione dell'intensità della corrente che scorre attraverso R2 ed R3, per cui la reazione applicata è del tipo di corrente anziché di tensione.

La controreazione nei circuiti di amplificazione

Ciò che ci proponiamo di chiarire in questo paragrafo è il modo nel quale la controreazione interviene agli effetti del funzionamento di uno stadio di amplificazione. La **figura 7** illustra in **A** uno stadio di amplificazione del tutto convenzionale, del tipo a transistore. Partiamo ora

dal presupposto che lo stadio in questione presenti un fattore di amplificazione pari a 100: in base a ciò, possiamo stabilire a priori che, se all'ingresso, e precisamente tra la base e la massa, viene applicato un segnale avente una determinata frequenza ed un'ampiezza di 10 millivolt, in corrispondenza dell'uscita noi avremo un segnale avente la medesima forma d'onda (a patto che lo stadio non apporti alcuna distorsione) ma con un'ampiezza di 10 x 100 = 1.000 millivolt, pari cioè ad 1 volt.

Fig. 7 - A rappresenta uno stadio di amplificazione convenzionale, nel quale il segnale di uscita si sviluppa ai capi di R2, e — quindi — anche ai capi di R3 R4. In B, il segnale presente ai capi di R4, che presenta un determinato valore proporzionale rispetto ad R3, viene applicato all'ingresso dello stadio, tramite C2, per costituire il segnale di controreazione.

Come è noto, l'ampiezza effettiva del segnale di uscita dipende tuttavia dalla reattanza che la capacità C presenta al segnale dal quale viene percorso: se la sua reattanza è trascurabile, le condizioni sopra citate sussistono: se invece la sua reattanza è elevata, è ovvio che il segnale presente all'uscita sia caratterizzato da un'ampiezza minore di quella citata.

Il segnale di uscita si sviluppa ovviamente ai capi di R2, e — attraverso la capacità C — risulta presente anche ai capi delle resistenze R3 ed R4, in serie tra loro.

La figura 7 **B** illustra il medesimo circuito, nel quale però è stata aggiunta la capacità C2, collegata nel punto intermedio tra R3 ed R4, da un lato, e dall'altro alla base del transistore. Se partiamo dal presupposto che le medesime condizioni di funzionamento precedentemente citate sussistano anche nei confronti di questo secondo circuito, possiamo considerare che all'ingresso di questo secondo circuito viene applicato un segnale avente un'ampiezza di 10 millivolt, e che — in teoria — all'uscita deve essere presente il medesimo segnale, con la medesima forma d'onda e la medesima frequenza, ma con un'ampiezza di 1 volt, a causa del fattore di amplificazione pari a 100 da parte dello stadio.

Tuttavia, occorre considerare che il segnale avente l'ampiezza di 1 volt, disponibile sul collettore del transistore, viene ad essere presente anche ai capi delle resistenze R3 - R4, e che è quindi disponibile nel punto di unione tra le suddette due resistenze, con un'ampiezza inferiore, a causa del rapporto di attenuazione dovuto al fatto che R3 è maggiore di R4. Supponiamo infatti che il valore di R4 sia pari alla cinquecentesima parte del valore di R3, per cui il segnale derivato da C2 ha un'ampiezza di 1.000 mV :

500 = 2 millivolt. Oltre a ciò, occorre considerare che il segnale disponibile in uscita è sfasato di 180° rispetto al segnale di ingresso applicato sulla base.

La **figura** 8 illustra graficamente ciò che accade: **A** rappresenta la forma d'onda e l'ampiezza di 10 millivolt del segnale applicato all'ingresso senza controreazione, mentre **B** rappresenta l'andamento e l'ampiezza del segnale disponibile in uscita, avente un'ampiezza di 1 volt a causa dell'amplificazione. **C** rappresenta invece la ampiezza di 10 millivolt del segnale originale di ingresso, che viene ridotta ad 8 millivolt a causa della presenza del segnale di controreazione applicato alla base del transistore attraverso la capacità C2, nel circuito di figura 7-B: a causa di ciò, fermo restando il fattore di amplificazione pari a 100 da parte dello stadio, la tensione di uscita presenta un'ampiezza di 0,8 volt, anziché di 1 volt, come risulta evidente in **D.**

Fig. 8 - Rappresentazione grafica di ciò che accade con e senza controreazione, nel circuito di cui alla figura 7. A e B rappresentano rispettivamente i segnali di ingresso e di uscita senza controreazione, mentre C rappresenta la variazione del segnale di ingresso dovuta all'applicazione del segnale di controreazione, e D il segnale di uscita risultante, che presenta un'ampiezza ridotta rispetto a B, proprio a causa della controreazione.

Naturalmente, quanto sopra sussiste esclusivamente nel caso che la capacità C2, presente nel circuito di figura 7-B, presenti al segnale di reazione una reattanza capacitiva di valore nullo o comunque trascurabile: ciò però può sussistere soltanto in teoria, in quanto una capacità presenta sempre un certo valore reattivo, qualunque sia la frequenza del segnale che lo percorre. In base a ciò, è facile dedurre che l'ammontare del segnale di reazione retrocesso dal circuito di uscita al circuito di ingresso di uno stadio non dipende soltanto dal valore di ampiezza del segnale prelevato nel punto dal quale ha inizio il circuito di reazione, bensì dipende anche dalla resistenza intrinseca presentata dallo stesso circuito di reazione. Ciò significa che — per variare l'ammontare della reazione applicata ad uno stadio — si può agire sia nei confronti dell'eventuale partitore che stabilisce la ampiezza iniziale del segnale di reazione, sia nei confronti del valore capacitivo, in serie al quale può anche essere aggiunto un valore resistivo, onde diminuirne ulteriormente l'ampiezza.

In considerazione di quanto sopra, possiamo enunciare la formula in base alla quale è possibile calcolare il guadagno di uno stadio, con o senza controreazione: in assenza di controreazione, nota la ampiezza del segnale di ingresso V_i, e noto il fattore di amplificazione dello stadio, rappresentato dal simbolo A, si può dire che la tensione di uscita V_u è data da:

$$V_u = V_i \times A$$

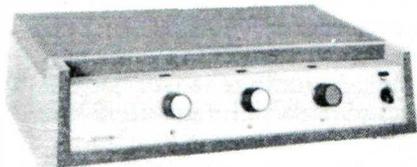
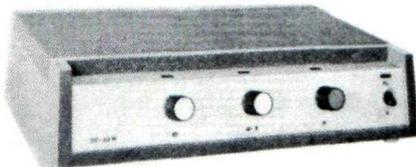
Ove invece sia presente un circuito di controreazione, avremo che:

$$V_u = (V_i - V_r) \times A$$

amplificatori di potenza a transistor

- circuiti stampati
- risposta di frequenza lineare da 60 a 12.000 Hz
- minima dispersione di calore
- alimentazione in corrente alternata
- linea moderna
- ingombro ridotto
- elevate prestazioni

PHILIPS

EL 6623: 35/50 W. - due entrate per microfono e due per musica - regolatore di tonalità - uscite a 4 Ohm - 8 Ohm - 16 Ohm e 100 V.

EL 6621: 10/15 W - un'entrata per microfono ed una per musica - regolatore di tonalità - uscita 2,5 ÷ 8 Ohm.

EL 6622: 20/30 W - un'entrata per microfono e due per musica - regolatore di tonalità - alimentazione di emergenza in c.c. 24 ÷ 28,8 V - uscite a 4 Ohm - 8 Ohm - 16 Ohm e 100 V.

■ amplificazione ■ traduzione simultanea ■ ricerca persone ■ riverberazione ■ registrazione professionale ■ televisione a circuito chiuso ■ radiotelefoni.

PHILIPS S.p.A. Milano - Rep. Radioprofessionale - Viale Fulvio Testi 327 - 20162 MILANO - Tel. 64.20.951

nella quale V_r rappresenta la tensione del segnale di reazione, che può essere finalmente calcolato in base alle caratteristiche del circuito tramite il quale il segnale stesso viene prelevato: nel caso usato a titolo di esempio V_r ammontava a 2 millivolt, per cui $V_i - V_r$ forniva un totale di 8 millivolt anziché 10 millivolt.

Se ora si considera il rapporto che sussiste tra il segnale di ingresso senza controreazione e l'ampiezza del segnale di ingresso con controreazione, è assai facile stabilire il **rapporto di controreazione** col quale lo stadio viene fatto funzionare. Infatti, dividendo l'ampiezza originale del segnale di ingresso per l'ampiezza del segnale di controreazione, si ottiene un numero risultante che può essere tradotto in percentuale di controreazione. Nel caso usato a titolo di esempio, se la ampiezza del segnale originale di ingresso è di 10 millivolt, e l'ampiezza del segnale di controreazione è di 2 millivolt, avremo che:

$$10 : 2 = 5$$

Di conseguenza, il numero 5 rappresenta il rapporto di controreazione (1/5) nei confronti del segnale di ingresso, che equivale ad una percentuale di controreazione di 100 : 5 = 20 (ossia al 20%).

Naturalmente, il medesimo rapporto può essere calcolato anche in funzione della tensione di uscita dello stadio, considerando l'ammontare della suddetta tensione in assenza di controreazione, e la quantità di segnale che viene invece prelevato dall'uscita per costituire la controreazione. Nel caso usato a titolo di esempio, abbiamo un'ampiezza di uscita in assenza di controreazione pari a 1.000 millivolt, ed un'ampiezza del segnale di controreazione pari a 2 millivolt. In tal caso, il rapporto è dato da:

$$1.000 : 2 = 500$$

Esso è quindi pari a 500, che — tradotto in percentuale — diventa:

$$100 : 500 = 0,2$$

Questo è il metodo di impiego più comune per esprimere l'ammontare di una controreazione, la quale si traduce ovviamente in una diminuzione del guadagno totale. Infatti, nell'esempio citato, in assenza di controreazione abbiamo un segnale di ingresso di 10 mV, ed un segnale di uscita di 1.000 mV, con un guadagno pari a 100. Con controreazione, il segnale effettivo di ingresso ammonta sempre a 10 mV, mentre quello di uscita si riduce a 0,8 volt (800 mV), con una riduzione risultante del guadagno da 100 ad 80.

Una volta chiariti questi concetti fondamentali, occorre semplicemente aggiungere che l'ampiezza del segnale di controreazione non viene stabilita esclusivamente in funzione del rapporto che sussiste tra le due o più resistenze che formano un partitore: la suddetta ampiezza può essere infatti determinata anche dal valore di un'induttanza, dal rapporto di trasformazione di un sistema di accoppiamento a trasformatore, nonché dai valori di reattanza capacitiva ed induttiva presenti in un determinato circuito di accoppiamento.

Il motivo per il quale la controreazione viene usata negli stadi di amplificazione risiede nel fatto che — dal momento che il segnale viene retrocesso dall'uscita all'ingresso, con uno sfasamento di 180°, esso tende a sopprimere in parte l'ampiezza del segnale di ingresso: occorre però aggiungere che — a seconda delle caratteristiche intrinseche del circuito di reazione, vale a dire della reattanza e delle componenti resistive in gioco — è possibile fare in modo che la soppressione dell'ampiezza del segnale di ingresso abbia luogo soprattutto in corrispondenza di determinati valori di frequenza: ciò significa che — ad esempio — è possibile, con l'aiuto della controreazione, sopprimere l'eventuale presenza di un'alterazione per seconda o terza armonica, o ancora di tipo misto, nel segnale di ingresso, al solo scopo di migliorare, e quindi di rendere assai più regolare, la forma d'onda del segnale di uscita.

Questo è uno dei motivi principali per i quali si fa solitamente largo uso di circuiti di controreazione negli amplificatori di Bassa Frequenza. Sappiamo infatti che — in linea di massima — le fonti di distorsione sono dovute alle conseguenze di errori di polarizzazione, di inesattezza nei valori della resistenza di carico, e di man-

canza di adattamento di impedenza tra uno stadio e quello successivo, oppure tra un trasduttore e lo stadio di ingresso al quale esso fa capo. In tutti questi casi, la presenza di un circuito di controreazione ha lo scopo ben preciso di eliminare tutte quelle alterazioni della forma d'onda del segnale di uscita rispetto alla forma d'onda del segnale di ingresso, a tutto vantaggio della fedeltà.

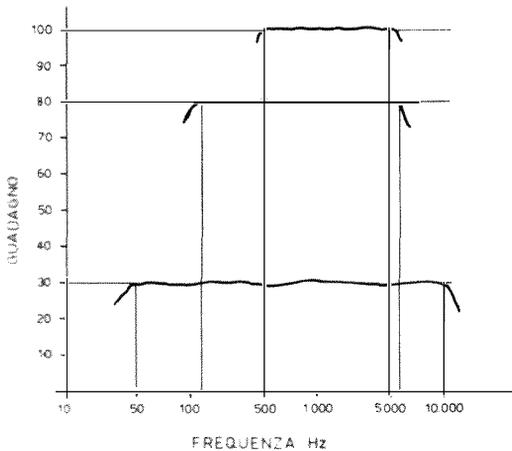



Fig. 9 - Grafico illustrante la variazione del guadagno e della larghezza di banda di un amplificatore, col variare del rapporto di controreazione adottato.

I vantaggi principali derivati dall'applicazione della controreazione in un circuito amplificatore consistono in un allargamento dell'ampiezza della gamma delle frequenze passanti, ed in una notevole diminuzione della distorsione.

Se rappresentiamo col simbolo R_r il rapporto di reazione, vale a dire il rapporto che sussiste tra l'ampiezza del segnale di uscita senza controreazione e l'ampiezza del segnale di reazione prelevato dall'uscita, possiamo scrivere che l'amplificazione con controreazione, A_r è data da:

$$A_r = A : (1 - R_r A)$$

nella quale A rappresenta invece l'amplificazione senza controreazione.

Sotto questo aspetto, consideriamo il grafico illustrato alla **figura 9**: in alto, si può riscontrare che il guadagno ipotetico di uno stadio amplificatore ammonta ad un fattore pari a 100, con un rapporto di controreazione R_r uguale a 0. In tal caso, la larghezza della banda passante è compresa tra una frequenza minima di 500, ed una frequenza massima di 5.000 hertz.

Più in basso, possiamo osservare che, attribuendo ad R_r un valore pari (ad esempio) a 0,2, il guadagno si riduce a 80, mentre la larghezza di banda risulta più estesa, ossia compresa approssimativamente tra 150 hertz e 6.000 hertz. La terza curva del grafico, ossia quella inferiore, è invece riferita ad un rapporto di controreazione R_r pari a 2,0: in tal caso, risulta evidente che il guadagno si riduce ad un valore totale pari a 30, mentre la larghezza di banda risulta notevolmente più estesa, ossia compresa tra una frequenza minima di 50 hertz ed una frequenza massima di 10.000 hertz.

La presenza della controreazione in un circuito amplificatore risulta inoltre assai utile agli effetti della diminuzione della distorsione; tale diminuzione si verifica anch'essa con un fattore pari a $1 - R_r A$. Supponiamo — a titolo di esempio — che un determinato stadio di amplificazione apporti una distorsione armonica pari al 5 per cento, in assenza di un circuito di controreazione. Una distorsione di questo tipo diminuisce fino a raggiungere il valore minimo dello 0,5% con un rapporto di controreazione R_r pari a 0,09. Ciò può essere dimostrato assai facilmente se si osserva che un fattore R_r pari a 0,09, influisce sul guadagno totale nella misura stabilita con la formula che abbiamo testè citato, e che è inoltre possibile fare in modo che l'attenuazione per somma algebrica del segnale di ingresso si verifichi in modo particolare nei confronti di una determinata frequenza, che può essere appunto quella che comporta la distorsione armonica iniziale.

Infine, la presenza di un circuito di controreazione si traduce anche in un ultimo vantaggio, consistente nella diminuzione della distorsione di fase: ciò in quanto il guadagno e la distorsione di fase sono tra loro interdipendenti, e legati quindi ai medesimi fenomeni.

La controreazione di corrente

In precedenza abbiamo già visto che la controreazione di corrente consiste in un segnale la cui ampiezza è in proporzione ad una variazione di corrente, anziché ad una variazione di tensione: orbene, una controreazione di questo tipo può anche essere ottenuta in un modo assai più semplice, come quello illustrato a titolo di esempio alla **figura 10.** In **A** è rappresentato uno stadio di amplificazione a transistore, nel quale una resistenza collegata in serie all'emettitore interviene agli effetti della polarizzazione di base. In parallelo a quest'ultima resistenza è presente una capacità, alla quale solitamente si attribuisce un valore tale da comportare una reattanza praticamente nulla nei confronti dei segnali che vengono amplificati: di conseguenza, questa capacità agisce da filtro nei confronti della componente alternata della corrente che scorre attraverso la resistenza di emettitore, rendendo praticamente costante la caduta di tensione presente ai suoi capi, indipendentemente dalla presenza del segnale o meno. In **B**, il circuito è sostanzialmente il medesimo, con la sola differenza che non è presente la capacità in parallelo alla resistenza di emettitore.

In questo caso, è evidente che la caduta di tensione presente ai capi della resistenza di emettitore non è dovuta soltanto al passaggio della componente continua della corrente di emettitore, bensì varia col variare dell'ampiezza del segnale applicato alla base: ciò significa che ai capi di questa resistenza si ha una tensione che varia col variare del segnale di ingresso. Inoltre, dal momento che la suddetta resistenza interviene — come già abbiamo assodato — agli effetti della polarizzazione di base, è del tutto intuitivo che quest'ultima varia anche col variare dell'ampiezza del segnale applicato all'ingresso: di conseguenza, si ottiene in tal caso una polarizzazione di base variabile in modo proporzionale all'intensità della corrente che scorre attraverso la resistenza di emettitore.

Fig. 10 - A rappresenta uno stadio di amplificazione convenzionale, provvisto di capacità di filtraggio in parallelo alla resistenza di emettitore. In B, tale capacità risulta soppressa, il che costituisce uno dei possibili metodi per ottenere in uno stadio singolo l'applicazione di una controreazione di corrente.

Poiché le variazioni di tensione che si ottengono nella polarizzazione sono tali da trovarsi in opposizione di fase rispetto al segnale di ingresso, abbiamo in questo caso un'applicazione tipica di una controreazione (ossia di una reazione negativa) di corrente anziché di tensione.

Per quanto riguarda le conseguenze che la controreazione di corrente comporta in un circuito di amplificazione, esse sono sostanzialmente le medesime dovute ad una controreazione di corrente, per quanto riguarda l'allargamento della banda pas-

sante, la diminuzione della distorsione di forma d'onda, nonché la diminuzione della distorsione di fase, eccetera. Esiste però una differenza fondamentale rispetto alla controreazione di tensione, dovuta al fatto che la controreazione di corrente aumenta la resistenza interna dello stadio controreazionato, anziché diminuirla.

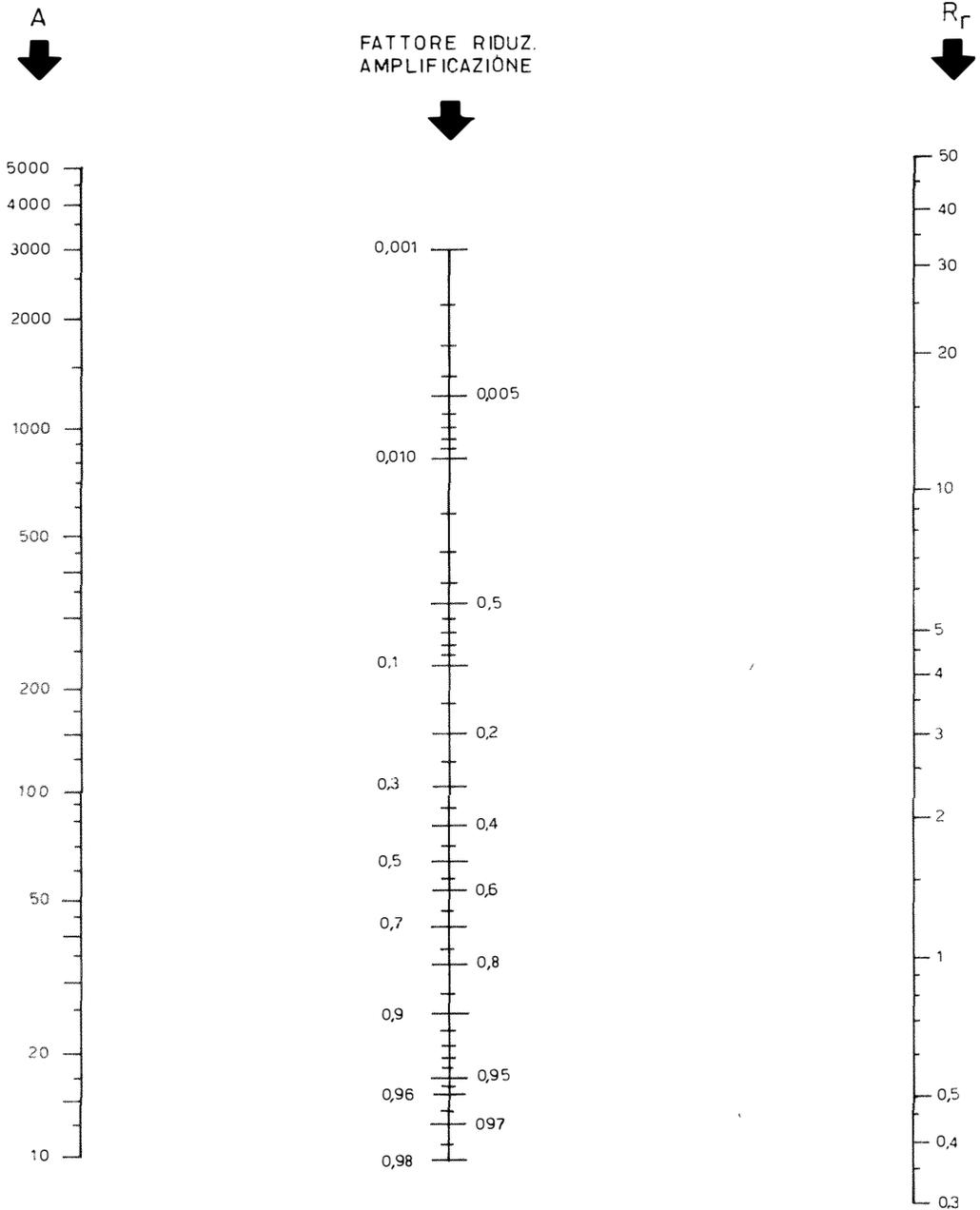



Fig. 11 - Abaco per il calcolo rapido della riduzione del guadagno di un amplificatore, in funzione del rapporto di controreazione. La retta che unisce il guadagno unitario senza controreazione (colonna A) ed il valore del rapporto di controreazione (colonna R_r), individua sull'asse centrale il fattore di riduzione del guadagno risultante.

Come già abbiamo accennato, la contro reazione di corrente fa sì che l'amplificatore si comporti alla stessa stregua di un generatore a corrente costante, nel quale la corrente di uscita mantiene la medesima intensità, indipendentemente dalle eventuali variazioni della resistenza interna del carico applicato. Infatti, l'impedenza interna dello stadio risulta di valore assai elevato, e risente assai lievemente delle variazioni del carico.

Conclusione

Fino ad ora, ci siamo limitati a considerare gli effetti della controreazione, sia essa di tensione o di corrente, esclusivamente nei confronti di un amplificatore a stadio singolo. Abbiamo però visto in precedenza che la reazione, a qualunque tipo essa appartenga, può essere applicata anche in un circuito di amplificazione costituito da più stadi: orbene, in questi casi, occorre tenere nella dovuta considerazione la polarità del segnale di reazione, sia nei confronti del punto di prelevamento, sia nei confronti del punto di applicazione.

In pratica, occorre sempre tener presente che uno stadio di tipo normale comporta l'inversione di fase del segnale in gioco, per cui — se si preleva ad esempio il segnale di reazione dalla placca o dal collettore di uno stadio — la reazione risulta negativa se il relativo segnale viene applicato al medesimo elettrodo dello stadio precedente, e risulta invece positiva se viene applicata alla griglia o alla base di quest'ultimo. La medesima reazione risulterà invece negativa se il relativo segnale verrà applicato alla griglia o alla base del secondo stadio precedente a quello da cui viene prelevato.

Quanto sopra risulterà notevolmente più chiaro riferendosi nuovamente alla figura 2, in quanto ciò che si è detto al riguardo può essere rapportato a qualsiasi numero di stadi che costituisca un circuito di amplificazione.

Per concludere, non ci resta ora che fornire un mezzo assai semplice per calcolare con sufficiente approssimazione la riduzione di amplificazione da parte di un circuito, quando viene applicata la controreazione con un determinato rapporto. A tale scopo, il grafico di **figura 11** è di uso assai semplice, ed evita l'esecuzione di calcoli relativamente complessi.

La prima colonna a sinistra rappresenta i diversi valori di amplificazione (A) che possono essere presentati da un amplificatore, compresi tra un minimo di 10 ed un massimo di 5.000: la colonna centrale rappresenta invece la scala delle variazioni di amplificazione che si ottengono con un determinato rapporto di controreazione o reazione negativa, facilmente individuabile sulla scala di destra.

Il grafico funziona nel modo seguente: noti il valore percentuale della reazione negativa R_r, ed il fattore di amplificazione A in assenza di controreazione, è sufficiente unire tra loro i punti corrispondenti sulle due scale esterne. La retta che li unisce interseca l'asse centrale in un punto, in corrispondenza del quale è facile leggere il valore di riduzione della amplificazione risultante. A titolo di esempio, se un amplificatore fornisce un guadagno unitario pari a 100 in assenza di controreazione, e se ad esso viene applicata una controreazione con un rapporto pari a 0,9, l'amplificazione risultante si riduce a 100 x 0,55 = 55 circa.

Ciò significa che con un rapporto di controreazione pari a 0,9, l'amplificazione totale assume un valore pari approssimativamente alla metà di quello che presenta in assenza di controreazione.

Naturalmente, ciò significa anche che, se si raddoppia l'ampiezza del segnale di ingresso, nonostante la presenza del circuito di controreazione si otterrà in uscita un segnale avente la medesima ampiezza che l'amplificatore presentava senza controreazione con un segnale di ingresso pari alla metà.

Tuttavia, se si tiene conto dei miglioramenti della caratteristica di uscita agli effetti della larghezza della banda passante e della forma d'onda dei segnali amplificati, il sacrificio di amplificazione non può essere considerato solo tale.

In un articolo di prossima pubblicazione, vertente sulle misure che è possibile compiere sugli amplificatori di Bassa Frequenza, avremo occasione di tornare ancora sull'argomento, e di chiarire i punti eventuali che fossero rimasti ancora oscuri per il lettore.

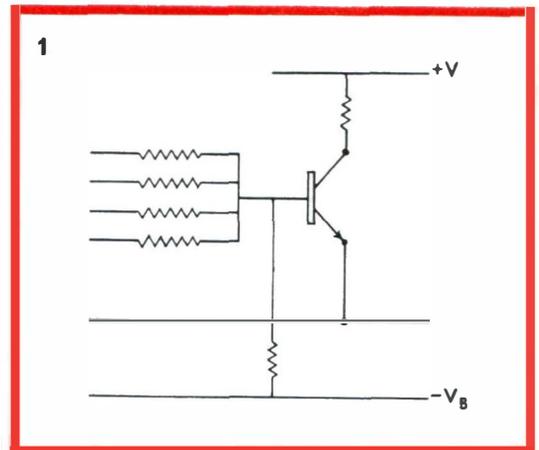
Vengono esaminati gli schemi dei più comuni circuiti logici a transistor. Al momento attuale della tecnica questi circuiti vengono realizzati quasi esclusivamente in forma integrata, perciò la loro conoscenza permette di studiare i più complessi circuiti integrati. L'articolo comprende anche un breve glossario della nuovissima terminologia adottata dalla microelettronica.

LOGICHE A TRANSISTOR E CIRCUITI INTEGRATI

Logica resistore - transistore (RTL)

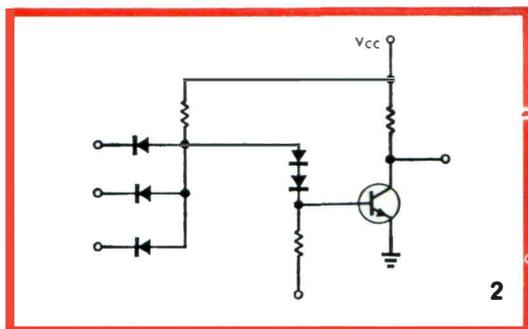
Ha rappresentato fino a pochi anni fa la logica di più comune impiego nei circuiti integrati, ed è tuttora ampiamente usata per le elevate qualità tecniche e per la relativa facilità di costruzione. I circuiti di questo tipo hanno un elevato fan-out ed elevata resistenza di ingresso in base. (Vedi fig. 1)

Logica diodo - transistor (DTL)

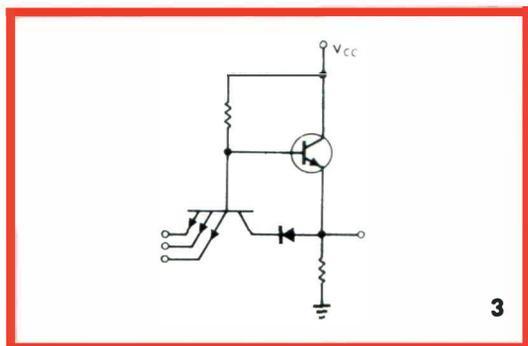
Sviluppata in un tempo successivo alla RTL questa logica è attualmente la più usata nei circuiti integrati digitali. Il suo principale vantaggio rispetto alla RTL è la possibilità di formare un circuito OR semplicemente unendo le uscite di due o più circuiti NAND; ciò consente un sostanziale risparmio nella formazione di sistemi digitali complessi. Perciò risulta adatta particolarmente per la realizzazione di circuiti integrati richiedenti una elevata densità di componenti. Comunque la DTL è normalmente più lenta della RTL, specialmente nei casi in cui le uscite comandano un carico capacitivo. (Vedi fig. 2)

Logica diodo - transistor modificata (MDTL)

Rappresenta una modifica del circuito DTL fondamentale, modifica intesa ad esaltare i vantaggi e a minimizzare le limitazioni della costruzione monolitica. Infatti l'uso di un transistor con più emet-

titori come ingresso (Vedi fig. 3) permette di ottenere costi di produzione inferiori ed una più elevata uniformità di caratteristiche. Viene poi impiegato uno stadio di uscita a emitter-follower, capace di garantire una bassa impedenza di uscita ed un elevato fan-out. Questo stadio fornisce inoltre all'uscita una caduta di tensione tale da compensare l'aumento che si riscontra all'ingresso e quindi capace di mantenere inalterati i livelli logici da uno stadio all'altro.

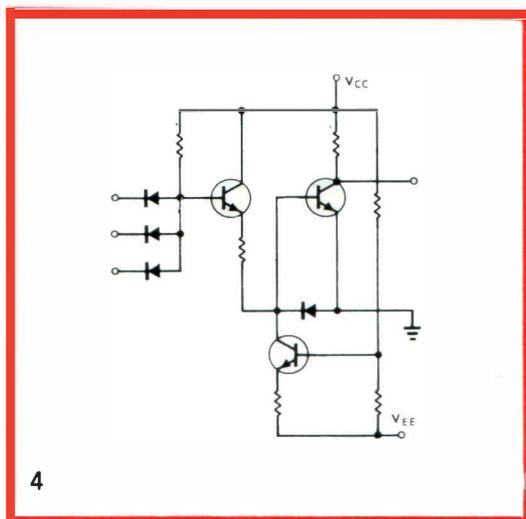
2

Logica a soglia variabile (VTL)

È un circuito abbastanza singolare, sostanzialmente costituito da uno schema tipo DTL, modificato in maniera tale da consentire di variare la immunità al rumore tra 2 e 5 V. Esso differisce dal circuito base in quanto uno dei diodi di ingresso è sostituito da un resistore ed un transistor apposito funziona da sorgente di corrente. La soglia di ingresso

3

può essere variata regolando la tensione di alimentazione Vee (Vedi fig. 4). Allo scopo di mantenere una immunità al rumore uguale per livelli logici sia alti che bassi, le tensioni Vcc e Vee sono uguali e vengono variate contemporaneamente.

Logica transistor - transistor (TTL o T²L)

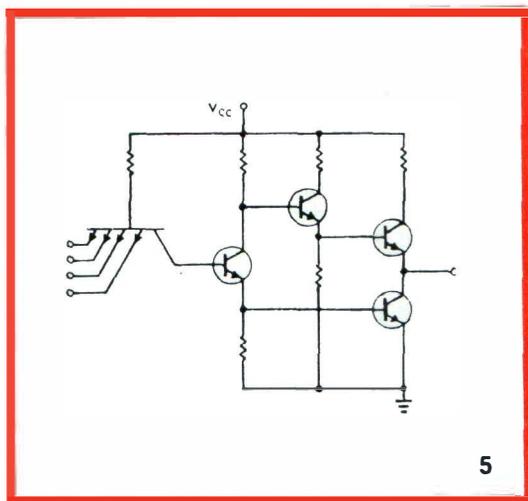
Anche questa è derivata dalla DTL, ma qui il gate di ingresso a diodo è sostituito da un transistor a più emettitori. Come prima conseguenza il tempo di propagazione risulta alquanto più corto rispetto alla DTL. Per utilizzare al massimo questo ridotto tempo di propagazione i circuiti TTL hanno frequentemente uno stadio di uscita in push-pull (Vedi fig. 5) che consente di mantenere una elevata velocità operativa anche quando le uscite hanno un carico capacitivo. L'applicazione più appropriata della TTL si ha nei casi dove si richiedono alta velocità operativa e minime dimensioni.

4

Attualmente sono state sviluppate più versioni dei circuiti TTL aventi diverse caratteristiche di velocità, impedenza di ingresso, fan-in e fan-out. Un altro vantaggio che conviene sottolineare è costituito dalle piccole capacità parassite delle giunzioni di ingresso ottenute grazie alle piccole superfici impiegate.

Logica a transistor accoppiati direttamente (DCTL)

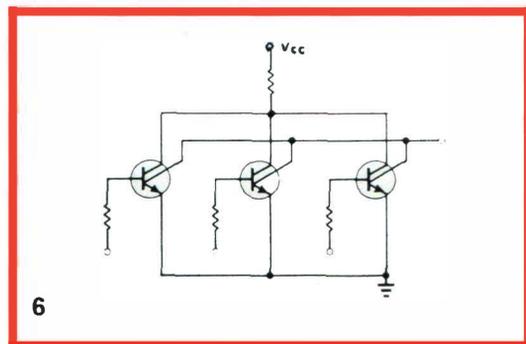
Questa è probabilmente la più semplice forma di logica per quanto riguarda il numero dei componenti; tuttavia questo fattore, che ha grande importanza nei circuiti discreti, ha un rilievo relativo nelle più recenti tecniche costruttive di circuiti integrati.

Il circuito lavora bene quando l'uscita pilota un solo gate, mentre quando devono essere comandati più gate successivi esiste un serio problema di distribuzione delle correnti. Infatti se le impedenze di ingresso di tutti i transistor non sono ben adattate succede che un transistor tende ad assorbire la maggior parte della corrente disponibile, mentre gli altri transistor rimangono con poca corrente a disposizione. Ciò evidentemente crea problemi di vario genere, per esempio piccole variazioni nei livelli di tensione possono provocare ampie variazioni di corrente a causa della bassa impedenza delle basi, e quindi il circuito diventa assai sensibile al rumore.

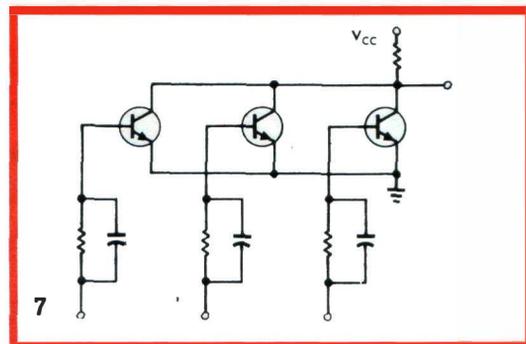
5

Caratteristiche tipiche della logica DCTL sono: ritardo di propagazione 10 ns, potenza dissipata 10-30 mW.

Il circuito mostrato in fig. 6 è in realtà un tipo migliorato di DCTL, che usa transistor con doppia connessione tra i collettori; una connessione di ciascun collettore è collegata all'alimentazione Vcc mentre l'altra rappresenta una uscita.

Logica transistor - resistore - capacità (RCTL)

È anche questa una forma di logica ad accoppiamento diretto, usata in generale dove è richiesta una bassa dissipazione di potenza. La possibilità di fan-out è all'incirca sullo stesso livello della logica RTL, mentre c'è qualche problema di sensibilità al rumore a causa dell'accoppiamento capacitivo. Le diverse varianti di questo circuito presentano ritardi di propagazione che vanno da 10 ms a 30 ms e dissipazione tra 10 e 30 mW. (Vedi fig. 7).

6

Logica a transistor complementari (CTL)

Questa configurazione usa transistor complementari. Il circuito tipico mostrato in fig. 8 ha un guadagno di corrente che garantisce un elevato fan-out rispetto ad altri stadi similari; infatti è possibile collegare in cascata numerosi stadi, occorre soltanto un controllo dei livelli di tensione intermedi, in quanto il guadagno di tensione per ciascuna unità è inferiore all'unità. La logica CTL risulta comunque adatta a formare sistemi complessi e veloci.

7

Logica a emettitori accoppiati (ECL)

La logica ECL è costituita da un circuito che lavora su livelli non saturati, ed è stato sviluppato soprattutto per le tecniche di fabbricazione monolitiche. È uno dei circuiti più veloci a tutt'oggi disponibile in forma integrata, perché

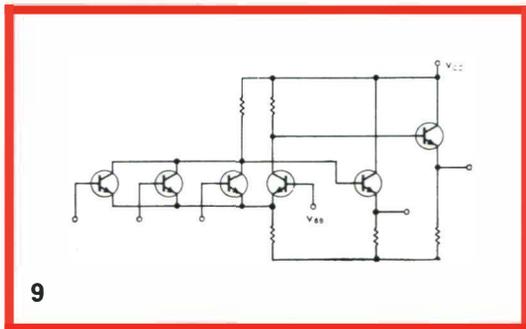
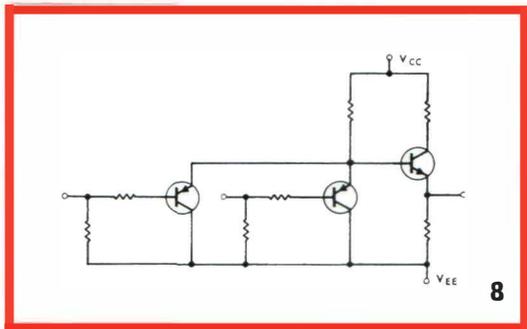
evita i ritardi impliciti nei sistemi saturati. Oltre a ciò l'uscita a emitter-follower garantisce un elevato fan-out. Il maggiore svantaggio è rappresentato dall'elevato consumo di corrente e dalla necessità di un perfetto adattamento dei transistor accoppiati. Quest'ultimo punto tuttavia non rappresenta una grave difficoltà per le attuali tecniche di fabbricazione dei circuiti integrati monolitici.

BIPOLARE: Dispositivo contenente giunzioni npn e pnp, come distinto da dispositivo FET.

CHIP: Unità di materiale semiconduttore contenente un circuito o un dispositivo.

CROSSOVER: Punto in cui due conduttori isolati si incrociano.

8

9

GLOSSARIO

Riteniamo utile al lettore questo breve elenco di termini, italiani e inglesi, usati in microelettronica.

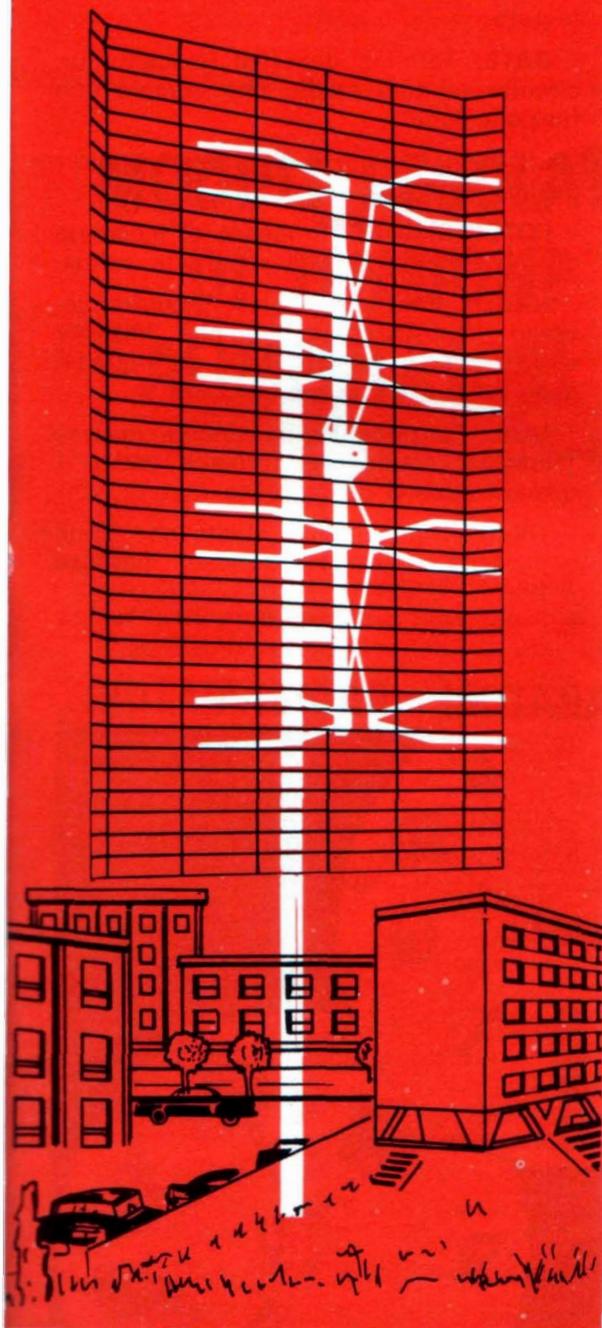
AND: Funzione logica prodotto, stadio che fornisce uscita 1 solo quando tutti gli inglessi sono 1.

CIRCUITO DARLINGTON: Costituito da due o più transistor con collettori in comune in cui l'emettitore di uno alimenta la base del successivo e così via.

CIRCUITO INTEGRATO MONOLITICO: Circuito integrato i cui elementi sono formati su un unico substrato di materiale semiconduttore.

Ogni tipo di logica è classificato alfabeticamente in ordine di superiorità.

CONFRONTO TRA VARI TIPI DI LOGICHE

Tipo di logica	Velocità	Immunità al rumore	Potenza	Stabilità alla temperatura	Fan-out
TTL	B	A	C	A	A
DTL	D	B	D	B	B
RTL	C	C	B	C	E
RCTL	E	D	A	D	D
ECL (o MCL)	A	E	E	E	C

CIRCUITO INTEGRATO IBRIDO: È formato dall'unione di due o più tipi di circuiti integrati o da un tipo di circuito integrato più elementi discreti.

CIRCUITO INTEGRATO A FILM: Circuito integrato i cui elementi sono film, sottili o spessi, depositi su un substrato isolante.

DUAL-IN-LINE: Tipo di contenitore per circuiti integrati con due linee di terminali normali al contenitore, studiato per il facile inserimento su circuito stampato.

FET: Transistor ad effetto di campo.

FAN-IN: Parametro che esprime il numero di circuiti inseribili ad un ingresso di un circuito integrato.

FAN-OUT: Parametro che esprime il numero di circuiti che possono essere comandati da una uscita di circuito integrato.

GATE: Termine generico indicante un circuito od uno stadio che compie una funzione logica.

MOST: Transistor a giunzione metallo - ossido - silicio.

FOTOINCISIONE: Processo di incisione di uno schema su una superficie solida.

NAND: Funzione logica prodotto inverso (Not-AND), stadio che fornisce uscita 1 solo quando tutti gli ingressi sono zero.

NOR: Funzione logica somma inversa (Not-CR), stadio che fornisce uscita 1 quando almeno un ingresso è zero.

OR: Funzione logica, stadio che fornisce uscita 1 quando almeno un ingresso è 1.

VCR-1 VCR-2

MODULI REGOLATORI DI TENSIONE PER ALIMENTATORI C.C.

NUOVI COMPONENTI

La comparsa sul mercato di nuovi componenti e lo sviluppo notevole che si è verificato nell'applicazione di apparecchiature elettroniche in tutti i settori dell'industria portano a richiedere prestazioni sempre più spinte a circuiti ed apparati sempre più complessi.

Una conseguenza di queste tendenze ha posto in evidenza l'importanza che assumono i circuiti di alimentazione degli apparati elettronici.

Nella generalità delle applicazioni la qualità dell'alimentatore incide in modo determinante sulle prestazioni e sul grado di affidabilità dell'apparecchiatura.

Allo scopo di facilitare il progettista nella soluzione dei problemi, generalmente sottovalutati, che riguardano la realizzazione dei circuiti di alimentazione, è stato realizzato il VCR-1, modulo regolatore di tensione per alimentatori c.c.

Il modulo VCR-1, comprende le funzioni che nei normali circuiti degli alimentatori c.c. sono affidate alla sorgente di tensione campione ed all'amplificatore d'errore (vedere fig. 1).

Con l'aggiunta esterna di opportuni componenti di potenza, il modulo VCR-1 consente di ottenere alimentatori di buone prestazioni, con le correnti erogate desiderate, in una gamma di tensioni di uscita, compresa tra 4 e 30 V_{cc}.

L'impiego di semiconduttori al silicio, i criteri di progettazione seguiti, e le particolari caratteristiche del modulo VCR-1, sono garanzia di ottime prestazioni anche nei campi di applicazione più severi.

CARATTERISTICHE

Componenti impiegati

Tutti i componenti sono professionali e tutti i semiconduttori al silicio.

Dimensioni d'ingombro

Le dimensioni d'ingombro sono riportate in fig. 2.

Campo di temperatura

Il funzionamento è garantito nel campo di temperatura da — 20 °C a + 70 °C.

Caratteristiche d'entrata

La tensione fornita al modulo deve essere > 10 V_{cc} e < 20 V_{cc} fra i terminali 4 e 1 e > 10 V_{cc} e < 40 V_{cc} fra i terminali 6 e 1.

Nel caso fosse necessario inserire una resistenza di caduta fra l'entrata ed il terminale 4, questa dovrà essere calcolata tenendo presente che la corrente as-

sorbita dal modulo attraverso il terminale 4 è di 20 mA con 10 V fra 4 e 1.

La massima corrente assorbita dal modulo attraverso il terminale 6 è di ~ 5 mA.

Il massimo residuo di rete ammesso dal modulo deve essere tale che la minima tensione istantanea all'ingresso (terminale 6) non sia inferiore a 10 V e la massima tensione istantanea non superi i 40 V.

Caratteristiche d'uscita

La massima corrente erogabile dal modulo VCR-1 è di 4 mA (terminale 9).

L'uscita del modulo (terminale 9) è protetta elettronicamente contro il cortocircuito.

La tensione in uscita fra i terminali 9 e 1 può essere > 3 V e < 33 V.

La minima differenza di potenziale fra i terminali 6 e 9 è di 6 V.

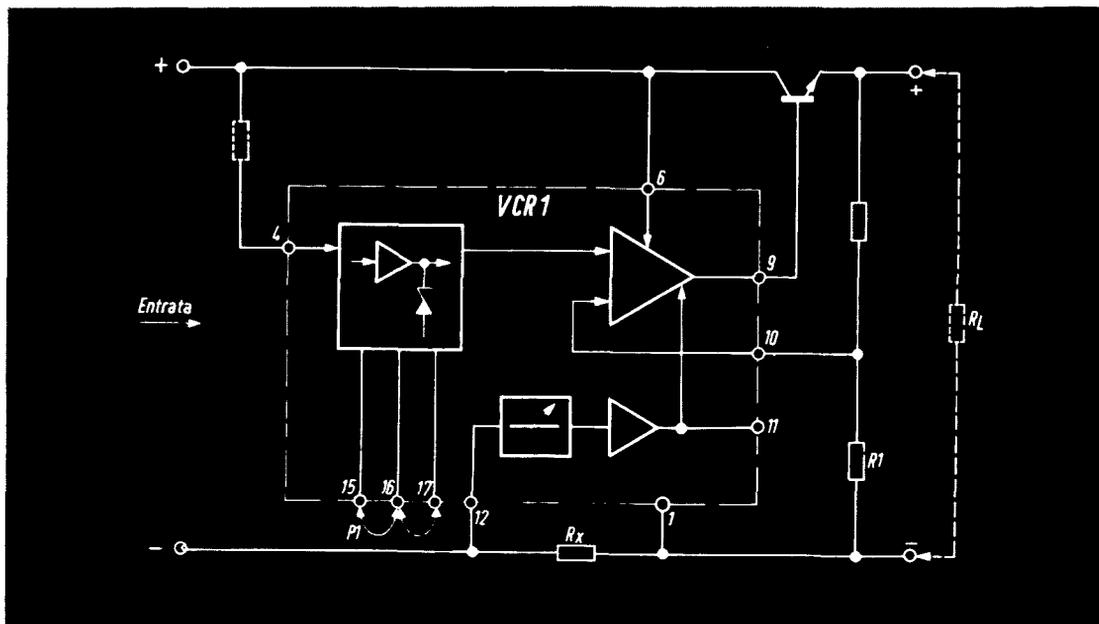



Fig. 1 - Schema di principio dei moduli VCR-1 e VCR-2.

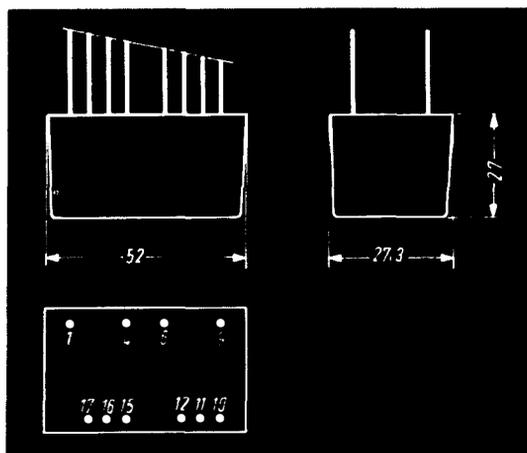



Fig. 2 - Dimensioni d'ingombro del modulo VCR-1.

Tensione di reazione

La tensione di reazione da riportare fra i terminali 10 e 1 è rispettivamente di + 5,3 V, con il ponticello P 1 fra 16 e 15, e di + 2,1 V con P 1 fra 16 e 17.

Il valore della resistenza R 1 deve essere $\leq 700\,\Omega$, valori superiori deteriorano la stabilità con la temperatura.

Quando la tensione d'uscita dello stabilizzatore è ≥ 7 V si effettua il ponticello P 1 fra 16 e 15, viceversa fra 16 e 17.

Residuo di rete in uscita

Il residuo di rete in ingresso risulta ridotto in uscita di un rapporto ≥ 40 dB.

Variazione della tensione d'uscita

Per variazioni da vuoto a pieno carico la tensione in uscita subisce variazioni $\leq 0{,}2\%$. Per variazioni della tensione in entrata del 20% l'uscita subisce variazioni $\leq 0{,}2\%$.

Limitazione di corrente

Inserendo una resistenza Rx (vedi fig. 1) è possibile ottenere la limitazione della corrente erogata dallo stabilizzatore, proteggendo così il circuito di potenza da pericolosi sovraccarichi o da cortocircuiti in uscita. Il valore di questa resistenza deve essere tale che la caduta di tensione ai suoi capi sia di 0,35 V con la corrente nominale nel carico. In queste condizioni la massima corrente erogabile sarà minore di due volte la corrente nominale.

Stabilità con la temperatura

La stabilità della tensione in uscita al variare della temperatura ambiente è $\geq 0{,}01\%/°C$.

MODULO REGOLATORE VCR-2

Questo modulo si differenzia dal precedente solo per la ridotta stabilità con la temperatura che risulta $\geq 0{,}1\%/°C$.

Queste caratteristiche lo rendono adatto in tutti quei casi dove è necessaria una notevole compressione delle variazioni della tensione di rete, e un'ottima risposta alle variazioni di carico, ma non è necessaria una particolare stabilità del valore assoluto della tensione d'uscita; ad esempio negli alimentatori per apparecchiature logiche e simili.

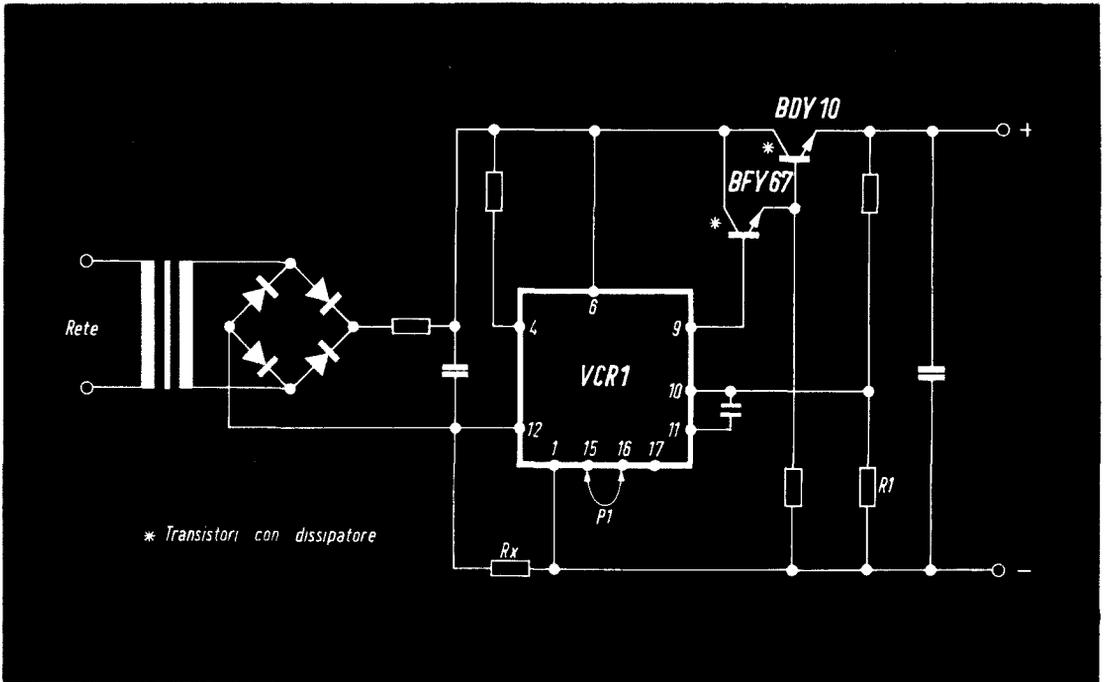



Fig. 3 - Esempio d'applicazione del modulo VCR-1. Alimentatore da rete 10 ÷ 30 V, 1 A con alimentazione elettronica della corrente erogata.

Codice dei colori

Il modulo VCR-1 è contraddistinto dai seguenti colori: Bianco - Nero - Bianco - Nero.

Il VCR-2 dai seguenti colori: Bianco - Nero - Rosso - Nero.

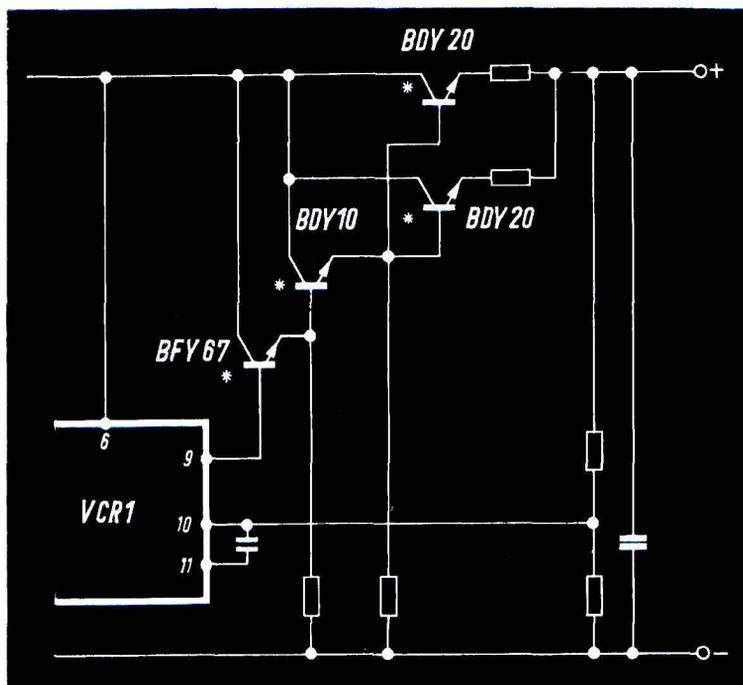



Fig. 4 - Modifiche dello schema precedente per correnti fino a 6 A.

RIASSUNTO DELLE CARATTERISTICHE PRINCIPALI

Parametri	Condizioni	Valori
Tensione d'entrata		$10 \div 40\ V_{cc}$
Tensione d'uscita		$3 \div 33\ V_{cc}$
Variazione della tensione d'uscita	Variazione di carico da 0÷100%	0,2%
Variazione della tensione d'uscita	Variazione della tensione d'entrata 20%	0,2%
Corrente d'uscita		4 mA
Stabilità con la temperatura		0,01 %/°C
Temperatura ambiente di funzionamento		— 20 ÷ + 70 °C
Compressione del residuo di rete		40 dB

Dopo aver richiamato in un precedente articolo l'attenzione dei lettori su questi nuovi componenti, riportiamo in questo articolo alcuni esempi d'impiego dei diodi a capacità variabile.

Ricordiamo che gli schemi riportati nel corso della descrizione sono puramente teorici e quindi non sono realizzabili praticamente così come sono riportati nei nostri disegni.

II Parte

NUOVI COMPONENTI

DIODI A CAPACITÀ VARIABILE

ESEMPI DI APPLICAZIONE

Le applicazioni più interessanti nelle quali si possono usare i diodi a capacità variabile sono da ricercarsi nei circuiti a sintonia automatica a cui abbiamo accennato anche nel nostro articolo precedente.

Per correggere la sintonia di un oscillatore oppure di un circuito accordato LC, è sufficiente che il diodo a capacità variabile venga collegato al posto del condensatore o dell'induttanza variabile che si trovava nel circuito oscillatore.

Nello schema di fig. 1 è riportato un circuito in cui l'apparecchio (A) munito di un circuito accordato LC è collegato ai punti x, y, dove y coincide con la massa e con il negativo della sorgente di alimentazione.

Il circuito LC è formato dalla bobina L e dal condensatore C che ha una capacità insufficiente per sintonizzare il circuito sulla frequenza desiderata.

Questa mancanza di capacità viene compensata dal diodo a capacità variabile DV. Per fare un esempio, supponiamo che la capacità totale necessaria sia di 190 pF mentre quella del condensatore è di soli 150 pF.

In questo caso se si sceglie un diodo a capacità variabile DV con una variazione di capacità che può andare da 20 a 60 pF, si avrà una variazione totale di 40 pF, fra 170 pF e 210 pF secondo il valore del diodo DV in funzione della tensione continua di polarizzazione inversa che viene ad esso applicata.

Come si può vedere in fig. 1, è stato disposto il condensatore C_c come isolamento fra l'apparecchio A e il circuito LC in modo da poter polarizzare il diodo nel modo più conveniente. Il valore del condensatore C_1 deve essere di circa 10 volte quello della capacità d'accordo e quindi nel nostro esempio deve essere di circa 2000 pF. Si può così disporlo fra il condensatore C e il diodo DV (C_1).

Il sistema di polarizzazione inversa comprende la sorgente di tensione continua S, che in un montaggio ad alimentazione a bassa o media tensione può essere l'alimentatore stesso, con il negativo a mas-

sa. Sul cursore del potenziometro P e di conseguenza sul catodo del diodo DV la tensione è positiva rispetto a massa.

La bobina d'arresto BA serve a separare il circuito RF, formato dalla bobina L, dal condensatore C e dal diodo DV, dal punto Z che si trova in RF al potenziale di massa (la bobina d'arresto avrà per esempio un coefficiente di autoinduttanza dell'ordine di 10 volte quello della bobina L).

Il condensatore C_D funziona da condensatore di disaccoppiamento.

Ricordiamo che se l'alimentatore ha il polo positivo a massa, il montaggio resterà invariato a condizione di invertire il diodo. Il condensatore C_1 può servire alfine per ridurre la capacità in parallelo su C.

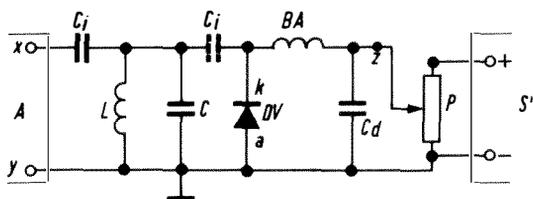



Fig. 1 - Esempio di circuito accordato, equipaggiato di un diodo a capacità variabile.

Esempio di sintonia automatica

Nel circuito di fig. 1, il comando normale della correzione della sintonia è realizzato per mezzo del potenziometro P, mentre se si vuole una regolazione automatica, si deve sostituire il potenziometro con una sorgente di tensione variabile la cui variazione viene comandata per mezzo del disaccordo del circuito.

La sorgente di tensione variabile è in generale formata da un discriminatore analogo o identico a quello impiegato nei ricevitori a modulazione di frequenza.

In fig. 2 è rappresentato il circuito d'insieme dei circuiti di un ricevitore equipaggiato di un dispositivo di sinntonia automatica, chiamato solitamente CAF (comando automatico di frequenza).

Il ricevitore deve essere equipaggiato di un circuito d'ingresso RF miscelatore-oscillatore e di un amplificatore a frequenza intermedia seguito da un discriminatore.

A questo punto si devono considerare due casi:

a) l'apparecchio è a modulazione di frequenza e il suo rivelatore è un discriminatore che può servire anche come sorgente di tensione per la correzione della sintonia dell'oscillatore del blocco RF;

b) l'apparecchio è a modulazione di ampiezza e dunque non ha il circuito discriminatore. In questo caso si monterà un discriminatore adatto ad ottenere un circuito automatico. Descriviamo ora brevemente il montaggio teorico di fig. 2; il segnale incidente recato dallo stadio RF del blocco è alla frequenza f_I, quella locale generata dall'oscillatore è f_H. il battimento di questi due segnali genera una media frequenza (MF o FI) uguale alla differenza fra f_I e f_H.

Si avrà dunque:

$$f_M = (f_I - f_H)$$

Il discriminatore dà all'uscita una certa tensione continua nel punto x; supponiamo allora che i punti x e y vengano collegati insieme. Questa tensione continua viene applicata al diodo DV in cui la capacità fa parte della capacità di sintonia dell'oscillatore. Supponiamo a questo punto che l'apparecchio sia ben accordato per ricevere il segnale incidente alla frequenza f_I. In questo caso la frequenza dell'oscillatore è corretta, essendo il suo valore f_H ciò che dà un valore esatto di f_M.

In queste condizioni, la tensione fornita dal discriminatore è una tensione continua che polarizza il diolo DV con una capacità C_V che corrisponde al valore esatto della capacità di sintonia.

Supponiamo quindi che per una ragione qualsiasi la sintonia dell'oscillatore non sia esatta ma sia vicina alla sintonia esatta; se f'_I è la freqeneza dell'oscillatore si avrà:

$$f'_H = f_H + \Delta f$$

dove Δ f rappresenta l'errore di sintonia. La media frequenza sarà allora f'_M il cui valore è dato da:

$$f'_M = | f_I - f_H - \Delta f |$$

che differisce dalla f_M dal valore dell'errore Δ f.

Il segnale amplificato dall'amplificatore di media frequenza e applicato al discriminatore è allora f'_M invece di f_M e il discriminatore dà all'uscita una tensione continua E' diversa da E:

$$E' = E + \Delta E \quad \text{oppure} \quad E - \Delta E$$

La polarizzazione del diodo DV viene modificata, e di conseguenza anche la relativa capacità a causa della differenza della tensione E' rispetto alla E. La frequenza f'_H dell'oscillatore si avvicina alla frequenza esatta f_H, quando la capacità del diodo varia in un senso conveniente, questo si può ottenere con un esatto collegamento dei diodi che formano il discriminatore; la sintonia è praticamente corretta.

Sul circuito di fig. 2 è stato indicato il condensatore di isolamento C_I, il diodo DV è collegato con il catodo verso massa e dunque si ha una tensione anodica negativa rispetto a massa per ottenere la polarizzazione inversa.

Intercalando la bobina d'arresto BA, si ottiene la separazione in alta frequenza del diodo DV con il circuito in continua. Un condensatore di disaccoppiamento viene disposto fra il punto y e la massa. In alcuni circuiti, si dispone fra la sorgente di tensione di correzione E e la bobina d'arresto uno stadio amplificatore-invertitore in continua.

Come si può vedere in fig. 3, questo stadio è equipaggiato di un triodo o di un transistor NPN o PNP.

Utilizzando la valvola, la tensione E polarizza la griglia a una certa tensione E_G; questa polarizzazione determina una corrente anodica I_A che attraversa R_A provocando in quest'ultima una caduta di tensione. Si consideri E la tensione esistente sull'anodo del triodo; in ogni caso $E' < E_B$ e tutte e due sono positive rispetto a massa.

Di conseguenza il montaggio è invertitore in quanto quando E aumenta, la griglia diventa più positiva (o meno negativa) la corrente anodica aumenta dunque E' diventa meno positiva.

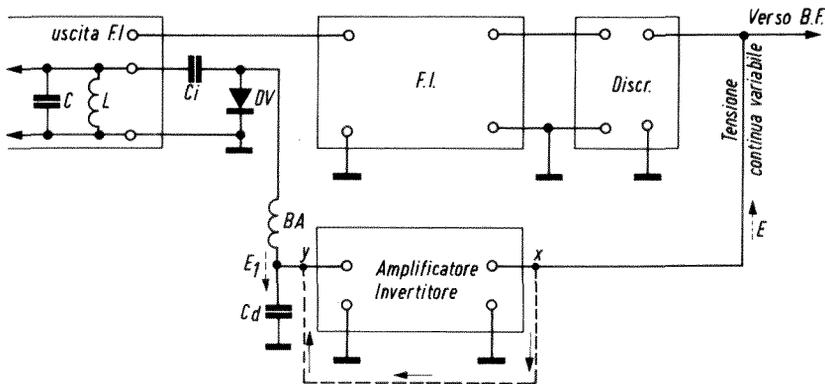



Fig. 2 - Esempio di circuito di un ricevitore munito di circuito CAF.

Utilizzando invece i transistor come rappresentato in fig. 3 B le tensioni E ed E' variano ugualmente in senso inverso. In generale, si avrà un guadagno, per dei valori convenienti di R_A o R_C, questo guadagno può essere di valore elevato, per esempio di diverse dozzine di volte.

Un circuito amplificatore e non inversore può essere realizzato con due stadi a collegamento diretto. In fig. 4 abbiamo riportato un esempio di circuito amplificatore di tensione continua equipaggiato di due transistor NPN.

Si deve notare che in questo circuito quando la tensione E viene applicata alla

base di T_1, aumenta, la corrente di collettore di questo transistor aumenta e la tensione E', che è anche quella della base di T_2, diminuisce.

Ne risulta che la tensione E'' aumenta e dunque il circuito formato da T_1 e T_2 si può considerare come amplificatore e non invertitore.

Come si può vedere, il condensatore d'isolamento C_1 (fig. 2) separa in continua il circuito LC dal diodo, questo ai suoi capi può essere portato a delle tensioni qualsiasi.

(avente un valore pari a circa 10 volte la capacità di DV) e C'_D (condensatore di disaccoppiamento, avente un valore pari per esempio a 50 volte la capacità di C), il suo catodo è collegato direttamente al polo positivo dell'alimentatore mentre l'anodo riceve la tensione E' o E'' positiva ma di valore minore della tensione positiva dell'alimentatore.

Esempi di montaggi pratici CAF

Prima di passare alla descrizione di questi montaggi, è necessario ricordare che

Fig. 3 - Stadio amplificatore-invertitore in continua a valvole e a transistor.

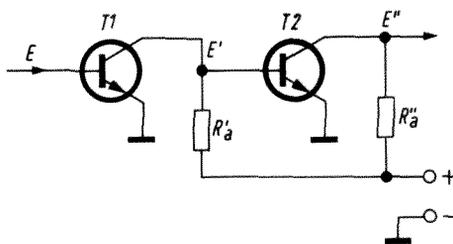



Fig. 4 - Esempio di circuito amplificatore di tensione continua a due transistor NPN.

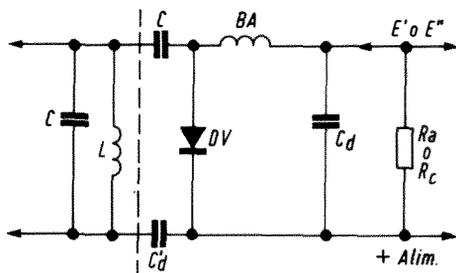



Fig. 5 - Circuito a diodo a capacità variabile pilotato con una tensione positiva.

In fig. 5 abbiamo riportato un circuito in cui il diodo a capacità variabile è pilotato da una tensione positiva rispetto a massa, come si era verificato nei circuiti di fig. 3 A, 3 B e 4.

A destra di questo schema si può vedere la resistenza R_A o R_C di questi montaggi in cui l'estremità inferiore è collegata al polo positivo dell'alimentatore.

Essendo il diodo isolato alle due estremità di LC, per mezzo del condensatore C_1

oltre agli impieghi in circuiti radio e televisivi, esistono dei circuiti di ricevitori elettronici di telecomunicazioni con impieghi speciali come per esempio: ricetrasmettitori del genere « walkie-talkie », apparecchi di comunicazioni militari, apparecchi per satelliti, esploratori, grandi imprese edili, ecc. in cui i circuiti a sintonia automatica sono del tutto indispensabili.

Il circuito CAF può essere applicato a un oscillatore che funziona, secondo il tipo di ricevitore, su qualsiasi frequenza, da 100 kHz fino alle UHF (per esempio 1000 MHz), passando naturalmente dalle frequenze VHF (30 ÷ 300 MHz) e dalle onde medie.

Si deve ricordare che più la frequenza considerata è elevata più la capacità di sintonia è bassa. Nella gamma delle UHF può essere sufficiente solamente qualche picofarad, mentre nella gamma delle onde lunghe (100 — 300 kHz) si deve avere qualche centinaio di picofarad. La variazione di capacità C del diodo a capacità variabile è dello stesso ordine di grandezza o dell'ordine di grandezza immediatamente inferiore, per esempio C = 0,1 volte C.

Esistono in commercio alcuni diodi a capacità variabile che presentano delle variazioni di capacità anche dell'ordine di qualche centinaio di picofarad ed è sempre possibile collegare diversi diodi di questo genere in parallelo per aumentare le variazioni della capacità.

In fig. 6 è rappresentato il circuito di un diodo a capacità variabile ai capi di un oscillatore UHF che utilizza un transistor del tipo PNP di tipo AF139. In questo circuito, l'oscillazione è ottenuta con l'aiuto della capacità C collegata fra l'emettitore e il collettore. La linea d'accordo L, del tipo a semionda, viene sintonizzata per mezzo del condensatore variabile CV. In questo caso, la capacità di correzione è quella del diodo DV polarizzato inversamente dalla tensione E con il positivo dal lato del catodo.

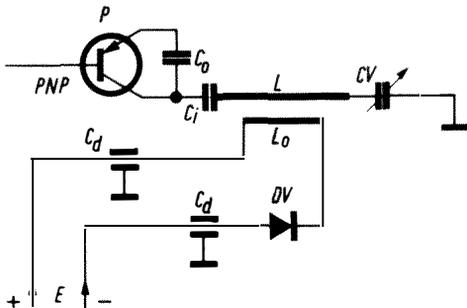



Fig. 6 - Circuito oscillatore UHF equipaggiato di un diodo a capacità variabile.

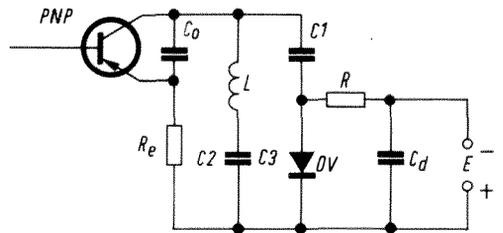



Fig. 8 - Circuito oscillatore UHF.

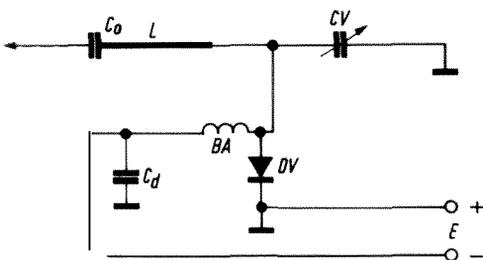



Fig. 7 - Circuito oscillatore con diodo a capacità variabile.

Il circuito del diodo a capacità variabile è isolato in continua da quello della linea L e la correzione viene effettuata sul circuito LC grazie all'accoppiamento esistente fra questo e il circuito L_O e DV, dove L_O è un filo parallelo posto nelle vicinanze di L.

In fig. 7 abbiamo riportato un circuito simile al precedente dove è stato eliminato il transistor. Come si può vedere questo circuito è analogo a quello di fig. 2, i condensatori C_D sono dei condensatori di disaccopiamento.

Per quanto riguarda la banda delle VHF (30-300 MHz), il circuito LC è formato da una bobina e da un condensatore variabile o regolabile. Il circuito è allora analogo a quello di fig. 7 ma in questo caso la bobina L è in parallelo al condensatore C. Si deve tener presente che nel caso si inverta il diodo DV, è necessario invertire anche la polarità della tensione E.

A questo punto dobbiamo ricordare che quando la tensione E aumenta, la capacità del diodo DV diminuisce e di conseguenza la frequenza di oscillazione aumenta. In fig. 8 è stato rappresentato un montaggio VHF differente.

L'oscillatore utilizza un transistor PNP; la bobina d'accordo è montata in serie con una capacità C_2 di 68 pF. La sintonia si ottiene grazie alla capacità risultante dal collegamento in serie di C_1 (di tipo

Quando la capacità C_3 di DV varia, varierà anche la risultante di C_1 e C_3 che è data da:

$$C_R = \frac{C_1 \times C_3}{C_1 + C_3}$$

Esempio di circuito discriminatore per CAF

In fig. 9 è rappresentato il circuito di un discriminatore equipaggiato di due diodi

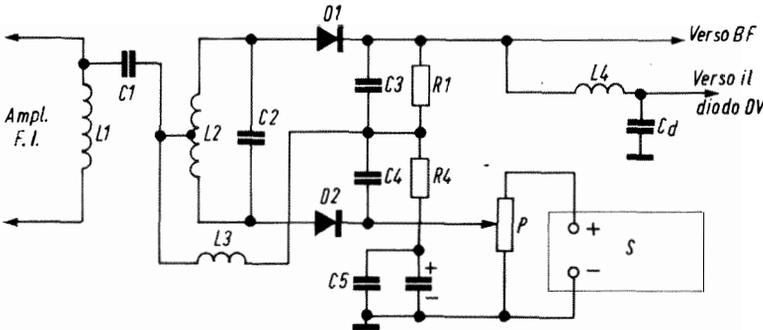



Fig. 9 - Composizione di un circuito discriminatore equipaggiato di due diodi

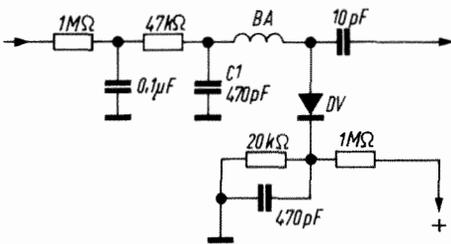
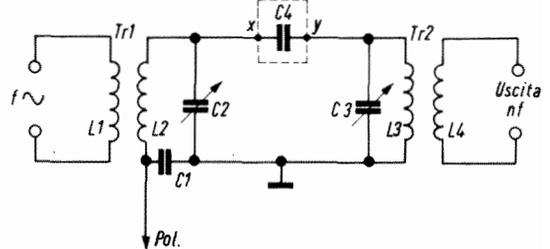



Fig. 10 - Esempio di impiego di un diodo a capacità variabile in un ricevitore FM.

Fig. 11 - Circuito generatore di armoniche.

regolabile da 5 pF) con la capacità del diodo DV dell'ordine di 10 pF, che ne fa risultare una capacità di circa 4 pF.

Questo diodo viene azionato dalla tensione E e la separazione alle alte frequenze si ottiene con l'aiuto della resistenza R da 100 kΩ che sostituisce la bobina d'arresto BA.

D_1 e D_2 orientati nello stesso senso, questo circuito particolare viene chiamato di Foster-Seeley. Il discriminatore in oggetto possiede due uscite, una per il segnale di bassa frequenza e l'altra per la tensione di regolazione CAF da applicare al diodo a capacità variabile.

Se il ricevitore è a modulazione di fre-

quenza questo discriminatore sarà utilizzato allo stesso tempo per la bassa frequenza e per il CAF. Se invece il ricevitore è a modulazione d'ampiezza, il discriminatore sarà collegato su una derivazione dell'amplificatore di media frequenza dalla quale si prenderà il segnale applicato al primario L, del trasformatore $L_1 - L_2$ del discriminatore.

Il diodo a capacità variabile è collegato al circuito LC dell'oscillatore per mezzo di un condensatore da 10 pF (o di altro valore simile). Il circuito LC si trova in parallelo alla risultante da 10 nF e in serie con la capacità del diodo.

La tensione di polarizzazione a riposo del catodo del diodo è determinata dal par-

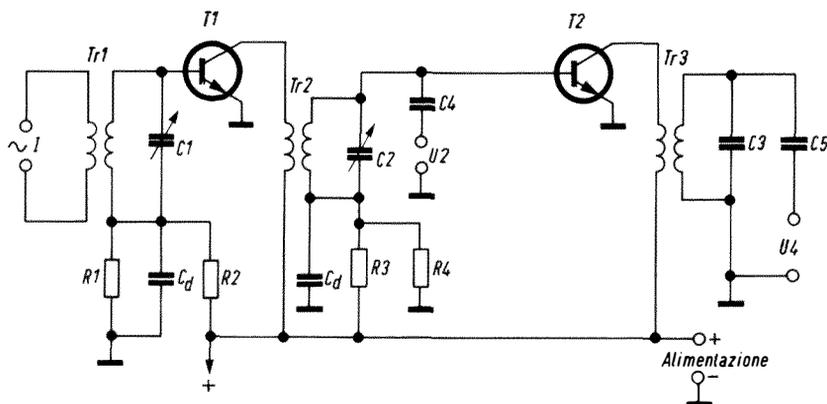



Fig. 12 - Circuito separatore-amplificatore che dà la possibilità di ottenere delle armoniche pari: 2ª e 4ª.

In questo circuito, L_3 e L_4 sono delle bobine d'arresto adatte alle frequenze dei segnali FI. La tensione di riposo di questo diodo è regolabile con l'aiuto del potenziometro P e si vede che la tensione del CAF è positiva rispetto a massa.

In fig. 10 si può vedere un circuito equipaggiato di diodi a capacità variabile utilizzato in un ricevitore a modulazione di frequenza in cui il circuito di un certo interesse è quello del pilotaggio della tensione continua applicata al diodo e proveniente dal discriminatore. La tensione di CAF nel punto di uscita del discriminatore contiene dei residui dei segnali FI e dei segnali B.F.

Questi residui di segnale possono essere filtrati in modo conveniente fino alla loro eliminazione completa per mezzo di cellule comprendenti una resistenza da 1 MΩ, un condensatore da 0,1 μF, una resistenza da 47 kΩ, un condensatore da 470 pF e una bobina d'arresto BA da 20 μH che ha come funzione principale, quella di isolare in RF l'oscillazione della tensione continua ai capi del condensatore C_1 da 470 pF.

titore di tensione formato dalla resistenza da 1 MΩ collegata al polo positivo dell'alimentatore e dalla resistenza di 20 kΩ shuntata dal condensatore da 470 pF, collegato a massa.

Generatori di armoniche

Un generatore d'armoniche è un circuito nel quale all'ingresso viene applicato un segnale sinusoidale di forma non perfetta con una frequenza f e all'uscita dà dei segnali sinusoidali di frequenza nF, per esempio 2f, 3r, 4f ecc.

In fig. 11 abbiamo riportato lo schema di principio di un circuito generatore di armoniche; in questo schema si deve supporre che il condensatore C_4 sia fisso.

Il segnale sinusoidale, avente una frequenza f, proveniente da una sorgente qualsiasi (generatore, ricevitore, trasmettitore ecc.) non è perfetto, ma contiene anche dei segnali aventi frequenza pari a 2f, 3f, 4f ecc., come dimostra il teorema di Fourier e la pratica comune. In effetti quando dopo il circuito L_2 C_2 accor-

dato sulla frequenza f, si dispone un circuito L_3 C_3 accordato su nf (n = 2, 3, 4, ecc.), ai capi di questo circuito si ottiene una sovratensione del segnale a questa frequenza disponibile all'uscita.

Questo circuito non può funzionare se il segnale d'ingresso ha una forma sinusoidale perfetta in quanto non contiene dei segnali con frequenze armoniche. Al contrario se il segnale d'ingresso, di frequenza f è di qualsiasi forma tranne che sinusoidale, per esempio rettangolare, a dente di sega, triangolare ecc., esso è ricco di armoniche e di conseguenza il circuito di fig. 11 darà dei buoni risultati. Il condensatore d'accordo C_2 potrà anche essere soppresso.

Nel caso si volesse migliorare questo montaggio è consigliabile separare in modo migliore i circuiti L_2 C_2 sostituendo il condensatore di collegamento C_4 (di valore basso rispetto a C_2 e C_3) con un dispositivo che funzionerà contemporaneamente da separatore e da amplificatore soprattutto quando la tensione d'ingresso è vicina alla sinusoide perfetta.

In effetti, in questo caso, le ampiezze dei segnali armonici sono molto basse e di conseguenza si devono amplificare. Il circuito separatore amplificatore viene realizzato con l'aiuto di una valvola o di transistor come si può vedere in fig. 12 in cui si è prevista la possibilità di ottenere due armoniche di ordine pari (la 2ª e la 4ª).

Il segnale a frequenza fondamentale f viene applicato sulla base del transistor T_1 per mezzo del trasformatore Tr_2 con il secondario accordato. Il segnale viene amplificato, ma siccome il trasformatore Tr_2 è accordato su 2f, questa armonica 2 di f è disponibile ai capi di uscita U_1. Questo segnale avente una frequenza 2f può essere applicato al transistor T_2 e se Tr_3 è accordato su 4f (che non è altro che l'armonica 2 di 2f e cioè l'armonica 4 di f) si ottiene questo segnale all'uscita U_4.

Si possono così utilizzare delle valvole o dei transistor montati come amplificatori non lineari (classe C) che producono delle distorsioni dei segnali sinusoidali che vengono ad essi applicati dunque si creeranno delle armoniche.

Un metodo semplice ed economico per creare delle armoniche è quello di sostituire il condensatore C_4 del circuito di fig. 11 con un diodo a capacità variabile.

La sua polarizzazione inversa verrà applicata nel punto « Pol », essa sarà negativa rispetto a massa se l'anodo del diodo è nel punto x o positiva nel caso contrario.

(Da « Le Haut-Parleur »)

In un'altra parte di questo stesso numero, pubblichiamo la notizia relativa ad un televisore a colori interamente a stato solido.

Contemporaneamente arriva dagli Stati Uniti la notizia di un nuovo prototipo di ricevitore a colori che impiega solo nove valvole oltre al cinescopio.

Questo prototipo è stato realizzato dalla divisione valvole della General Electric, utilizzando alcune valvole di nuova progettazione.

Il pregio migliore di questa realizzazione è l'economicità; un ricevitore TV a colori da 10" o 11" potrà essere venduto per meno di 150 dollari (meno di 100.000 lire). Le principali caratteristiche sono: stadio di deflessione verticale senza trasformatore di accoppiamento per il giogo; deflessione orizzontale sincronizzata direttamente dagli impulsi di sincro in arrivo, eliminando lo stadio di controllo automatico di frequenza; demodulazione del colore con diodi a semiconduttore.

Malgrado alcune di queste caratteristiche dimostrino una realizzazione di tipo piuttosto « spartano », l'apparecchio funziona in maniera soddisfacente.

La General Electric spera che nuovi apparecchi a valvole di questo tipo vengano prodotti in grande serie da qualche costruttore.

alimentatore stabilizzato 0-15V; 0,1-1A

REALIZZAZIONI SPERIMENTALI

Descriviamo in questo articolo un alimentatore stabilizzato adatto a coprire la gamma da 0 a 15 V con una corrente da 0,1 a 1 A; questo circuito grazie alla sua estesa gamma di funzionamento dà dei risultati veramente soddisfacenti.

Per venire incontro ai nostri lettori che si dilettano a costruire circuiti elettrici e che non vogliono sempre ricorrere alla batteria per alimentare i loro montaggi, riportiamo in questo articolo la descrizione di un alimentatore stabilizzato avente le seguenti caratteristiche:

— tensioni prodotte: da 0 a 15 V con corrente da 0,1 a 1 A

— tensione costante ai terminali di uscita

— protezione da eventuali cortocircuiti

— tensioni di ronzio inesistenti

— resistenza interna bassa

— protezione da sovrariscaldamenti.

il circuito che stiamo per descrivere può alimentare qualsiasi circuito a transistor già costruito, in quanto può fornire alla sua uscita una tensione e una corrente minima, senza alcun pericolo di danneggiare il circuito a transistor.

L'alimentatore è protetto anche da sovraccarichi come si può osservare sottoponendo l'apparecchio a un cortocircuito prolungato in presenza della corrente massima di uscita.

Descrizione del circuito

Per meglio comprendere quanto stiamo per dire ci si riferisca alla fig. 1. Il trasformatore di rete T è di tipo normale con primario a 220 V e secondario a 22-26 V, 2 A. I diodi D_1 e D_2 provvedono al raddrizzamento a semionda; ricordiamo che questi due diodi collegati in parallelo possono essere sostituiti con un solo diodo tipo BY 118. Il diodo D_3 produce la tensione di riferimento che viene stabilizzata a 15 V per mezzo di due diodi Zener D_5 e D_6 collegati in serie. La tensione di uscita può assumere qualsiasi valore compreso fra 0 e 15 V grazie al potenziometro R_{10}. La tensione di uscita nel punto B è presente anche sull'emettitore di TR_2, la tensione di riferimento nel punto C è mandata alla base dello stesso transistor.

Quando la base del transistor TR_2 è negativa rispetto all'emettitore, allora non ci sarà alcuna corrente di base e alcuna corrente di collettore. Siccome il collettore del transistor TR_2 è collegato alla base di TR_3, quest'ultimo non sarà con-

duttore; la sua alta resistenza causerà una diminuzione della tensione nel punto B.

Quando però la base di TR_2 diventa positiva rispetto all'emettitore, i transistor TR_2 e TR_3 inizieranno entrambi a condurre e la tensione nel punto B aumenterà. L'equilibrio si ottiene con la differenza fra la tensione di riferimento e la tensione di uscita che varia da 0,5 a 0,8 V con una corrente zero e un assorbimento di corrente di 1 A rispettivamente. Quindi la resistenza interna del circuito può essere mantenuta a 0,3 Ω.

Il circuito è in grado di rendere minime le rapide variazioni della tensione e quindi di eliminare il ronzio che può essere generato dal circuito di raddrizzamento a semionda. Le prove dimostreranno che la tensione di ronzio non supera 0,02 V in condizione di carico più sfavorevole.

Limitazione di corrente

I componenti essenziali incorporati nel circuito per tenere la corrente d'uscita entro i limiti sono R_5 e TR_1.

La resistenza R_5 è da 5 Ω/10 W e viene inserita nel circuito negativo; la tensione attraverso di essa dipende dalla corrente di uscita. Una parte di questa tensione, che dipende dalla regolazione di R_8, viene inviata alla base di TR_1. Nel momento in cui la tensione di base supera 0,5 V, il transistor TR_1 diventa conduttore; la corrente di collettore risultante causerà una diminuzione della tensione nel punto D. Quando questa tensione diventa più bassa della tensione presente nel punto C, una corrente comincia a fluire attraverso le resistenze R_{10} e R_4, attraverso il diodo D_4 e al transistor TR_1 e nel terminale negativo. Come conseguenza di questo fatto, la tensione nel punto C diminuisce e con

Fig. 1 - Schema elettrico dell'alimentatore stabilizzato.

essa anche la tensione di uscita in B. In altre parole: la tensione d'uscita è minore quando la corrente di uscita supera un certo valore fissato per mezzo della resistenza R_8. Nel grafico di fig. 2, la tensione di uscita è ricavata per mezzo dei valori della corrente di uscita di 0,1 - 0,2 - 0,5 e 1 A, ricavati con l'aiuto di R_8.

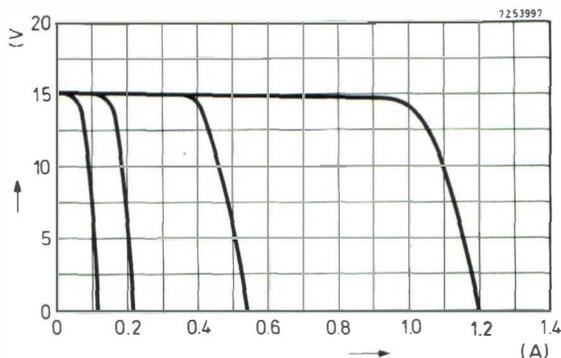



Fig. 2 - Curve caratteristiche tensione/corrente dell'alimentatore.

Protezione del transistor TR_3

Con un carico di 1 A/1 V o quando capita un cortocircuito prolungato, il transistor TR_3 può diventare surriscaldato in quanto dissipa una potenza eccessiva. Per proteggere il transistor da questo inconveniente, si collega una resistenza NTC al suo circuito di controllo. Quando il transistor diventa troppo caldo, la resistenza R_7 porterà il transistor TR_1 in conduzione prima che per mezzo di R_8. Di conseguenza la parte di potenza che deve essere dissipata da TR_3 diminuisce a un limite di sicurezza.

Il condensatore elettrolitico C_3 elimina il ronzio dal circuito di controllo, mentre il condensatore C_4 previene le oscillazioni RF.

Costruzione dell'alimentatore

Particolare attenzione deve essere posta nel sistema di raffreddamento del transistor di potenza TR_3. Per avere un buon risultato si dovrebbe usare un dissipatore di circa 10 × 10 cm^2 e 2 mm di spessore.

Nel montaggio sperimentale il dissipatore era praticamente costituito dal pannello frontale dell'apparecchio. Per questa ragione il pannello frontale è sotto-

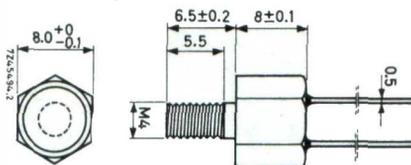
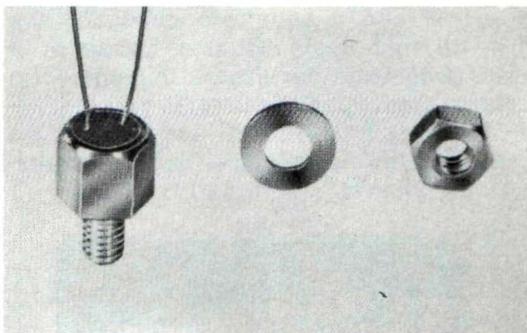



Fig. 3 - Tipo speciale di termistore NTC per montaggio su un dissipatore, con relative dimensioni d'ingombro.

posto alla tensione di uscita positiva; questa è la ragione per la quale il terminale positivo dell'alimentatore è collegato a massa come si può vedere in fig. 1. Anche il transistor TR_2 ha bisogno di un piccolo dissipatore, in quanto esso dissiperà una potenza abbastanza vicina al calore richiesto quando capita un cortocircuito.

La resistenza NTC (R_7) è munita di una terminazione filettata; questa viene inserita in un apposito foro sul frontale dell'apparecchio più vicino possibile al transistor TR_3 e si avrà così un ottimo trasferimento di calore dal transistor TR_3 al termistore NTC.

La piastra di base sulla quale è montata parte del circuito deve essere fatta di legno e deve essere sufficientemente robusta in modo da sopportare il peso del trasformatore di alimentazione.

CARATTERISTICHE PRINCIPALI DI ALCUNI COMPONENTI

Transistor di potenza AD 149

E' un transistor di potenza al germanio tipo PNP con il collettore collegato alla base di montaggio. Questo transistor è stato progettato per essere impiegato (in coppia) negli stadi finali push-pull in classe B con una potenza di uscita di 20 W; viene spesso usato anche negli alimentatori di potenza stabilizzati.

Diodi Zener serie BZY 88

I diodi Zener BZY 88 sono diodi al silicio in involucro di vetro subminiatura classe DO-7, vengono impiegati come stabilizzatori di tensione a bassa corrente. La serie completa è formata da 24 tipi aventi una gamma di tensione di Zener compresa fra 3,3 e 30 V con una tolleranza di ± 5%.

Dati elettrici principali

Corrente ripetitiva:
I_{ZRM} = max 250 mA
Dissipazione di potenza totale fino a T_{amb} = 50 °C: P_{tot} = max 400 mW
Temperatura alla giunzione:
T_j = max 175 °C

Fig. 4 - Dimensioni d'ingombro in mm del diodi Zener tipo BZY88. t = non stagnato.

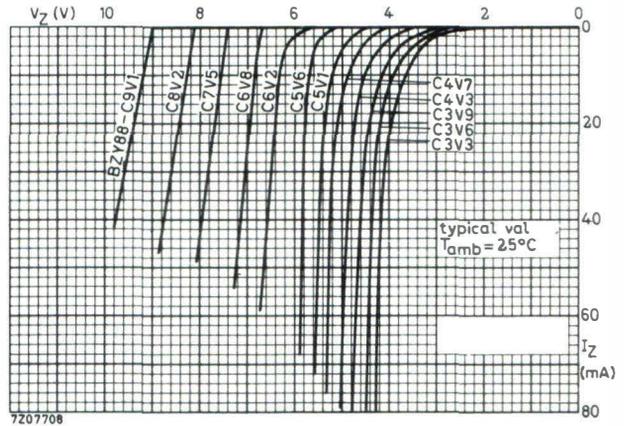



Fig. 5 - Caratteristiche statiche dei diodi Zener BZY88.

Dati tecnici

Tensione collettore-base (emettitore aperto): — V_{CBO} max = 50 V

Tensione collettore-emettitore (base aperta): — V_{CEO} = max 30 V

Corrente di collettore (c.c.):
— I_C max = 3,5 A

Dissipazione di potenza totale fino a T_{amb} = 45 °C: P_{tot} max = 32,5 W

Temperatura della giunzione (per periodi brevi): T_J max = 110°C

Guadagno di corrente c.c. con T_J = 25 °C:
— I_C = 1 A; V_{CB} = 0 V : h_{FE} 30 ÷ 100

Frequenza di taglio con — I_C = 0,5 A, — V_{CE} = 2 V: f_{hfe} tip = 10 kHz

I regolatori di tensione o diodi Zener come sorgenti di tensione di riferimento hanno diversi vantaggi rispetto ai vecchi tubi stabilizzatori a gas, la caratteristica più importante è la vasta gamma delle tensioni di riferimento ottenibili in quanto è possibile scegliere dei valori da 4 V a 70 V, mentre i tubi a gas avevano un limite minimo di 70 V. I diodi Zener possiedono una caratteristica simile a quella dei diodi normali nella direzione diretta e una tensione costante nella direzione inversa. In altre parole, lavorando con una polarizzazione diretta, essi si comportano come diodi normali; mentre con una polarizzazione inversa, una corrente di fuga di soli pochi microampere passa attraverso di essi. Questa corrente è indipen-

dente dalla tensione applicata per una gamma piuttosto vasta, ma eventualmente aumenta raggiungendo un valore elevato (decine di milliampere o anche diversi ampere). La tensione alla quale questo è necessario è nota come tensione di rottura. La tensione attraverso il diodo dopo la « rottura » è nota come tensione di riferimento; questa può avere un valore anche molto maggiore della tensione di rottura ed è virtualmente costante.

Facendo in modo che la temperatura alla giunzione massima ammissibile non venga superata, la rottura è reversibile e non distruttiva.

I tipi di Zener più largamente impiegati dagli sperimentatori sono riportati nella tabella a piede di pagina.

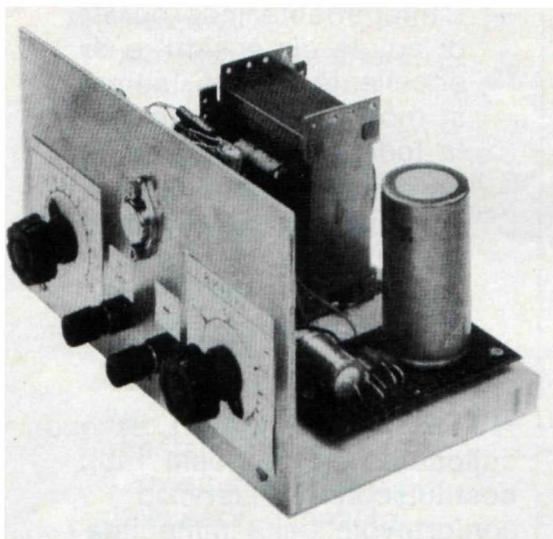



Fig. 6 - Realizzazione pratica dell'alimentatore.

BZY88 - ...	Tensione di Zener V_z (V) con $I_z = 5$ mA		
	min.	nom.	max.
C3V3	3,1	3,3	3,5
C3V6	3,4	3,6	3,8
C3V9	3,7	3,9	4,1
C4V3	4,0	4,3	4,5
C4V7	4,4	4,7	5,0
C5V1	4,8	5,1	5,4
C5V6	5,3	5,6	6,0
C6V2	5,8	6,2	6,6
C6V8	6,4	6,8	7,2
C7V5	7,1	7,5	7,9
C8V2	7,8	8,2	8,7
C9V1	8,6	9,1	9,6

Le tre tensioni di Zener riportate nella tabella indicano le tolleranze dei diodi dello stesso tipo e non le variazioni nella tensione di rottura di un diodo individuale. Ogni diodo individuale ha la sua propria tensione di riferimento costante entro i limiti stabiliti.

COMPONENTI

Resistori

R_1	1 kΩ - 0,5 W a carbone
R_2	2,2 kΩ - 0,5 W a carbone
R_3	15 Ω - 0,5 W a carbone
R_4	1,5 kΩ - 1 W a carbone
R_5	due resistori a filo collegati in parallelo avente ognuno il valore di 10 Ω - 5,5 W
R_6	270 Ω - 0,5 W a carbone
R_7	4,7 kΩ termistore NTC
R_8	300 Ω potenziometro lineare a carbone
R_9	1 kΩ - 0,5 W a carbone
R_{10}	4,7 kΩ potenziometro lineare a carbone
R_{11}	150 Ω - 0,5 W a carbone
R_{12}	due resistori in carbone collegati in parallelo avente ognuno il valore di 220 Ω - 1 W

Condensatori

C_1	680 μF - 40 V elettrolitico
C_2	4000 μF - 40 V elettrolitico
C_3	220 μF - 40 V elettrolitico
C_4	1 nF - 500 V ceramico
C_5	680 μF - 40 V elettrolitico

Semiconduttori

D_1-D_2-D_3	BY126 diodi al silicio
D_4	AA119 diodo al germanio
D_5-D_6	BZY88 - C8V2 diodi Zener
TR_1-TR_2	BC107 transistor n-p-n
TR_3	AD149 transistor p-n-p

Vari

T	trasformatore di rete da 40 W; primario 220 V, secondario 22-26 V
S	interruttore
F	fusibile da 0,5A - 250 V

(Da « Le Haut Parleur »)

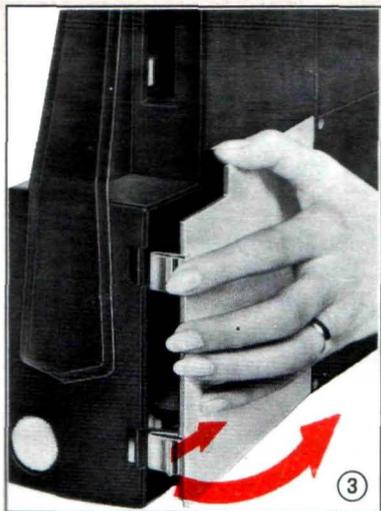
zz/0994-00

VALIGETTA AMPLIFICATRICE PER REGISTRATORE PHILIPS EL 3302 CON NASTROTECA INCORPORATA

Chi possiede il registratore Philips EL 3302 è ora in grado di AUMENTARE LE PRESTAZIONI DEL 100%
ottenendo dall'apparecchio insperate soddisfazioni.
Con la valigetta amplificatrice:

— L'altoparlante incorporato, di ampie dimensioni e di eccellente qualità, aumenta in modo eccezionale la fedeltà e la potenza.
— La maneggevolezza dell'apparecchio diventa estremamente facile e comoda: il senso dell' «ingombro» scompare.

LE CASSETTE SEMPRE A PORTATA DI MANO, essendo collocate negli appositi vani, costituiscono un servizio confortevole per l'immediata disponibilità della musica da ascoltare.

IL MICROFONO INSERITO è costantemente disponibile per le registrazioni immediate. Viene soppressa l'operazione di inserimento che, pur semplice, può far perdere momenti preziosi quando è urgente.
LA MARCIA E L'ARRESTO si comandano anche dall'esterno.
La cassetta è, quindi, una parte funzionalmente indispensabile che rende più potente l'apparecchio e lo valorizza al massimo.

COME SI APRE LA VALIGETTA

1) Premere contemporaneamente le due chiusure foto N° 3 verso l'interno del mobile esercitando poi una pressione nel senso della freccia. foto N° 3

2) Sganciare il coperchietto scorrevole foto N° 4 spostandolo verso il basso ed estrarlo poi dalla sede d'innesto.

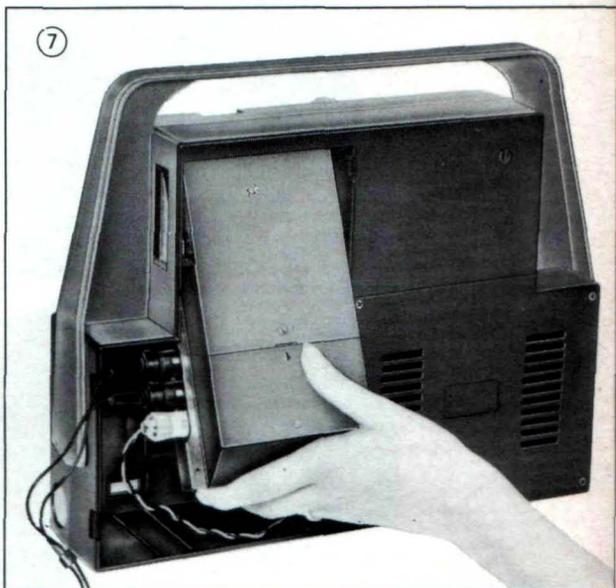
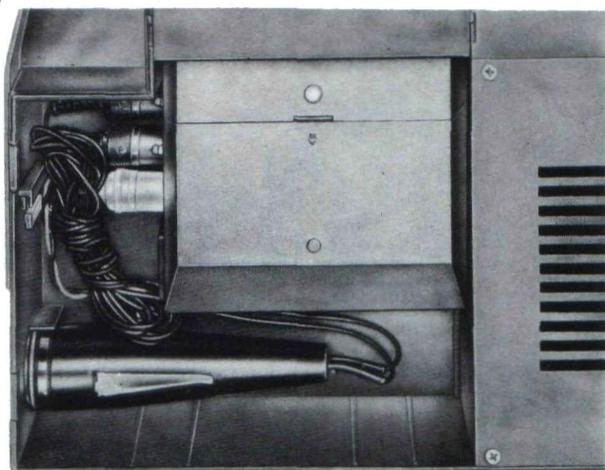
6

7

COME SI PREDISPONE IL REGISTRATORE

3) Togliere il coperchio esercitando una pressione in modo d'allargare i punti di cerniera. foto N° 5

4) Collegare il microfono e l'interruttore inserendo gli appositi spinotti. foto N° 6

5) Collegare lo spinotto dell'altoparlante supplementare proveniente dalla valigetta. foto N° 6

COME SI INSERISCE IL REGISTRATORE CON ACCESSORI NELLA VALIGETTA

6) Il registratore si introduce prima dalla parte superiore e lo si appoggia poi nella sede predisposta. foto N° 7
Si effettua il fissaggio mettendo il coperchietto scorrevole foto N° 4 - in modo contrario all'estrazione.

7) Il microfono lo si appoggia in modo che l'interruttore esca dall'apertura prevista frontalmente ed i fili siano passanti tra le guide: i cavi del microfono vanno avvolti e sistemati sopra i connettori stessi. foto N° 8

8) Inserendo il particolare visibile in foto N° 3 si fissa in modo definitivo il registratore e il microfono.

ALTA FEDELTA'

i filtri crossover

determinazione rapida dei valori di L e di C

a cura di L. Biancoli

« Nessuna catena presenta una forza globale maggiore di quella del più debole dei suoi anelli », dice un vecchio proverbio che si adatta perfettamente anche a quanto stiamo per dire. Una catena « Hi-Fi » consiste in un certo numero di apparecchiature (amplificatore, giradischi, sintonizzatore, lettore di nastri, ecc.), ciascuno dei quali ne costituisce un anello. Orbene, se uno solo di essi viene meno alle esigenze dell'alta fedeltà. le caratteristiche dell'intera catena vengono compromesse. In questa occasione particolare ci riferiamo al fatto che è inutile disporre di un « woofer » e di un « tweeter » per estendere la gamma di riproduzione, se essi non vengono eccitati tramite i ben noti filtri « crossover », costituiti nella loro forma più semplice da una capacità e da una induttanza. Oggetto di questa nota, che trae lo spunto da una nota simile pubblicata su Radio Electronics, è un metodo semplice per stabilirne i valori ideali in funzione della frequenza e dell'impedenza.

Un un altoparlante complesso, costituito ad esempio da un « woofer » avente un responso ottimale tra le frequenze di 30 e di 4.000 Hertz, e da un « tweeter » avente un responso ottimale tra le frequenze di 2.000 e di 17.000 Hertz, sussiste un responso globale apparente compreso tra 30 e 17.000 Hertz. Questa è almeno l'opinione di chi non ha approfondito i concetti basilari dell'alta fedeltà; opinione che è perfettamente giustificabile, ma solo a patto che vengano rispettate alcune esigenze fondamentali.

La principale di esse è che ciascuna delle unità è in grado di riprodurre linearmente la maggior parte dei suoni compresi nella sua gamma utile di responso, solo quando tutta l'energia elettrica disponibile per quegli stessi suoni all'uscita dell'amplificatore viene convogliata alla sua bobina mobile.

Ad esempio, supponiamo che un amplificatore ad alta fedeltà presenti una potenza di uscita di 20 watt, di cui ne

vengono utilizzati solo 6 per ottenere la riproduzione di un disco. Se tutti i segnali a frequenza acustica registrati avessero la medesima intensità (cosa ammissibile solo per ipotesi), e se i due altoparlanti per le basse e per le altre venissero semplicemente collegati in parallelo o in serie tra loro, i 6 watt si distribuirebbero in modo pressoché uniforme in entrambi, con grave danno agli effetti della resa acustica. Infatti — ad esempio — il « woofer » sfrutterebbe solo una parte della potenza delle oscillazioni elettriche interessanti la sua gamma di frequenze basse, in quanto un'altra parte della stessa verrebbe dissipata inutilmente dal « tweeter », senza che questo fornisca alcuna sensazione sonora apprezzabile, essendo tali suoni al di fuori della sua gamma di funzionamento. Analogamente, il « woofer » dissiperebbe inutilmente la potenza dei segnali a frequenza acustica elevata che giungono alla sua bobina mobile, senza che il cono impartisca all'aria vibrazioni sonore corrispondenti.

Ne deriva che dei 6 watt richiesti all'amplificatore solo una parte si tradurrebbe in pressione acustica vera e propria: la parte restante verrebbe dissipata sotto forma di calore e di distorsione: in tali condizioni, la potenza sonora ottenuta risulterebbe pertanto inferiore a quella voluta, al che sembra semplice rimediare con un adeguato aumento della potenza di uscita. Ebbene, tale aumento potrebbe essere avvertito dall'ascoltatore, ma comporterebbe un inevitabile aggravamento degli inconvenienti di cui sopra.

Ad evitare tutto ciò, esiste un'unica soluzione, consistente nel dividere i segnali forniti in uscita dall'amplificatore, facendo in modo che essi seguano due percorsi distinti, a seconda della loro frequenza. In tal modo, è possibile ottenere un risultato in base al quale il « woofer » riceve e riproduce soltanto i segnali a frequenza bassa, compresa cioè entro la sua gamma utile di responso, mentre il « tweeter » riceve e riproduce soltanto i segnali a frequenza elevata, anch'essa compresa nella relativa gamma utile di responso.

A questo punto sorge un quesito inevitabile: come stabilire i limiti delle due gamme? La risposta è semplicissima, in quanto per ciascuna unità di riproduzione, sia essa un « woofer » o un « tweeter », il fabbricante fornisce tutti i dati di impedenza, di potenza, di risonanza e di curva di responso. Il segreto consiste nel fare in modo che le due gamme si sovrappongono per un breve tratto, in corrispondenza delle frequenze comuni ad entrambi.

Ad esempio, supponiamo — come nel caso citato all'inizio — che il « woofer » abbia un responso lineare per le frequenze comprese tra 30 e 4.000 Hertz, e che il responso del « tweeter » sia invece compreso tra 2.000 e 17.000 Hertz. È ovvio che le frequenze comprese tra 2.000 e 4.000 Hertz interessano in modo uniforme entrambe le unità. Non resta quindi che stabilire la frequenza limite centrale entro tale gamma.

Il secondo quesito che nasce spontaneo è il seguente: come è possibile fare in modo che i segnali elettrici seguano due diversi percorsi, a seconda della gamma alla quale appartengono? Anche questa risposta è assai semplice: il risultato viene ottenuto con l'impiego dei **filtri « crossover »**, i quali separano i segnali complessi, inviandoli al « woofer » o al « tweeter », rispettivamente a seconda che la loro frequenza sia inferiore o superiore a quella scelta come limite centrale. Naturalmente, in corrispondenza di questa frequenza, l'energia elettrica fornita da entrambe le unità risulta la medesima, in quanto nei suoi confronti non esiste discriminazione di sorta. Ecco dunque sorgere la definizione esatta della frequenza centrale, detta **frequenza « crossover »**. Essa si identifica con la frequenza in corrispondenza della quale la potenza di uscita fornita dall'amplificatore è la medesima per entrambi gli altoparlanti.

Occorre ora un'altra precisazione: sappiamo tutti che l'impedenza della bobina mobile di un altoparlante, o l'impedenza globale fornita da più altoparlanti

collegati tra loro in serie, in parallelo, o in serie-parallelo, deve corrispondere esattamente all'impedenza di uscita dell'amplificatore, se si vogliono sfruttare integralmente le possibilità offerte da quest'ultimo. Di conseguenza, dovendo collegare in parallelo un « woofer » ed un « tweeter », si farà in modo che essi presentino entrambi un'impedenza pari al doppio di quella di uscita dell'amplificatore: in tal caso, il loro valore globale sarà pari alla metà di quello di ciascuno di essi, e corrisponderà a quella di uscita.

Naturalmente, nel caso del collegamento in parallelo, è possibile anche fare in modo che le due impedenze in gioco siano diverse, a patto che la loro impedenza globale, che chiameremo Z_g, sia pari a quella di uscita dell'amplificatore. Detta Z_a l'impedenza del « tweeter », e Z_b quella del « woofer », il valore globale è dato dalla ben nota formula

$$Z_g = \frac{Z_a \times Z_b}{Z_a + Z_b}$$

Se invece le due unità devono essere collegate in serie, esse verranno scelte in modo che la somma delle impedenze delle rispettive bobine mobili dia un valore totale corrispondente all'impedenza di uscita dell'amplificatore.

Prima di procedere, occorre ancora aggiungere che — dato il valore pressoché irrilevante dell'induttanza della bobina mobile di un altoparlante, in rapporto alle frequenze di funzionamento comprese nella gamma acustica, l'impedenza di una bobina mobile può essere considerata grosso modo pari alla sua resistenza ohmica, con un errore che può essere ritenuto trascurabile agli effetti pratici.

I filtri « crossover » sono dunque quei dispositivi che determinano la separazione delle frequenze dei segnali forniti dall'amplificatore, in modo che quelli che si trovano a sinistra della frequenza « crossover » nello spettro vengano convogliati soltanto al « woofer », e che quelli che si trovano invece a destra della stessa vengano convogliati soltanto al « tweeter ». In altre parole, il filtro che elimina le frequenze acute dal circuito del « woofer **le attenua** con un certo rapporto, facendo in modo che la loro energia elettrica non venga dissipata, e resti quindi disponibile per il « tweeter »: altrettanto dicasi nei confronti dell'altro percorso.

Il rapporto di attenuazione che un filtro « crossover » deve presentare per rispondere allo scopo può essere espresso in **decibel per ottava**, ed è bene precisare che per ottava si intende quel tratto della gamma delle frequenze entro il quale i due valori estremi sono uno il doppio dell'altro, e l'altro la metà dell'uno. Per fare un esempio, nella gamma compresa tra 1.000 e 2.000 Hertz, il primo valore è metà del secondo, e logicamente il secondo è il doppio del primo. Di conseguenza tale intervallo delimita appunto un'ottava.

L'esperienza ha suggerito che — affinché un filtro « crossover » funzioni in modo soddisfacente, esso deve determinare un'attenuazione di almeno 12 decibel per ottava, mentre i valori di 6 e di 18 decibel rappresentano limiti rispettivamente accettabile e ideale.

La **figura 1** è un grafico che illustra il comportamento di un filtro « crossover » nei confronti della frequenza limite centrale, in rapporto a diversi valori di attenuazione. La curva A è infatti riferita ad un'attenuazione di 6 decibel per ottava, la curva B ad un'attenuazione di 12 decibel per ottava, e la curva C ad una attenuazione di 18 decibel per ottava nella gamma che si trova a sinistra della frequenza « crossover », destinata cioè al funzionamento del « woofer ». Dal lato opposto, le curve D, E ed F identificano rispettivamente i medesimi rapporti di attenuazione, nella gamma che si trova a destra della frequenza « crossover », destinata al funzionamento del « tweeter ».

L'uso del grafico è assai semplice: stabilito il rapporto tra la frequenza di un segnale e la frequenza « crossover », lo si individua sulla scala orizzontale, compresa tra 0,1 e 10. Dal punto corrispondente si traccia una retta verticale, fino ad incontrare la curva di attenuazione voluta. A partire dal punto di incontro, una seconda retta tracciata verso sinistra, fino ad incontrare la scala delle attenuazioni in decibel, individua su quest'ultima l'attenuazione corrispondente.

Per fare un esempio, supponiamo che si desideri verificare l'efficienza di un filtro « crossover » avente un'attenuazione di 12 decibel per ottava. Il rapporto tra la frequenza del segnale con cui si effettua la misura (F) e la frequenza « crossover » (F_C) è ovviamente pari ad 1 quando le due frequenze coincidono, ossia hanno il medesimo valore. Se però la frequenza di prova è pari alla metà della frequenza « crossover », il rapporto è pari a 0,5. Se da questo punto seguiamo la retta verticale, fino ad incontrare la curva B (relativa appunto all'attenuazione di 12 dB per ottava), e se dal punto di intersezione tracciamo una seconda retta verso destra, essa taglierà la scala

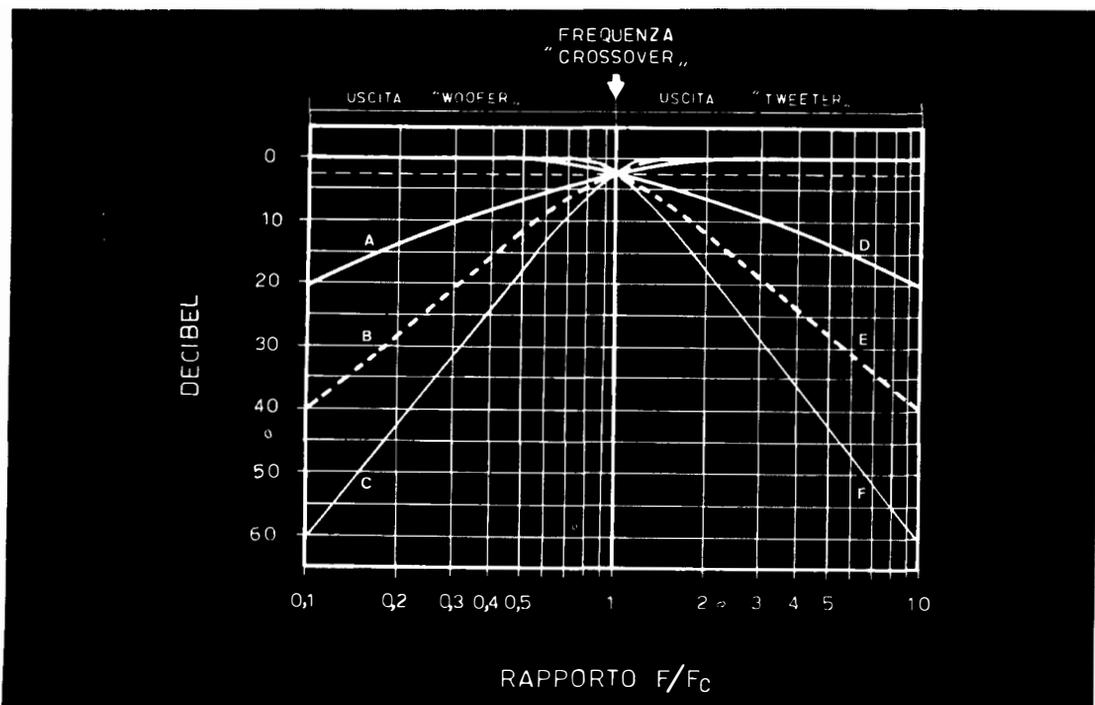



Fig. 1 - Grafico illustrante le curve di attenuazione di 6 (A e D), 12 (B ed E) e 18 (C ed F) decibel per ottava, da parte di un filtro « crossover ».

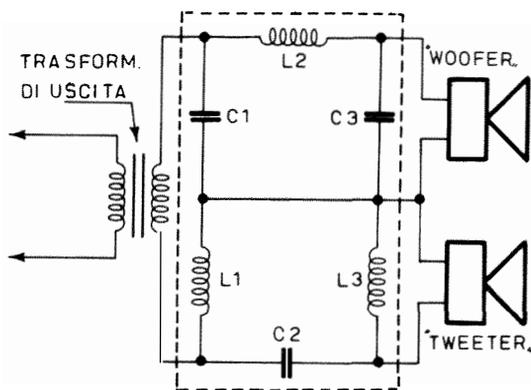



Fig. 2 - Il filtro « crossover » più semplice consiste soltanto nel collegare una capacità di valore adeguato in parallelo al « woofer », onde attenuare i segnali a frequenza acuta ai capi della sua bobina mobile, e diminuire la reattanza dell'intero circuito in serie rispetto al « tweeter ». Questo metodo — però — non consente di eliminare la dissipazione da parte del « tweeter » di una parte dell'energia dei segnali a frequenza bassa.

dei decibel in corrispondenza appunto del valore 12. Dopo tale verifica, è chiaro che il grafico permette di accertare l'attenuazione che il filtro deve fornire per qualsiasi altra frequenza; tale attenuazione è poi riscontrabile con l'aiuto di un voltmetro tarato in decibel.

La linea tratteggiata visibile al di sotto del livello zero identifica l'attenuazione di 3 decibel che sussiste nei confronti della frequenza « crossover » per entrambi gli altoparlanti.

ALCUNI TIPI DI FILTRI

Per la realizzazione del tipo più elementare di filtro « crossover » è sufficiente impiegare una capacità collegata in parallelo al « woofer », come si osserva **alla figura 2**, in modo da attenuare i segnali a frequenza elevata che raggiungono la sua bobina mobile. In tal caso, se la capacità ha un valore adatto, la reattanza che essa presenta rispetto a quelle frequenze risulta minima: dal momento che i due altoparlanti sono collegati in serie, l'energia a frequenza ele-

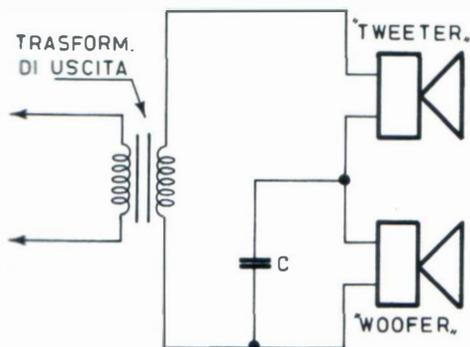



Fig. 3 - Esempio di filtro « crossover » di tipo complesso, costituito da due cellule a « pi greco » di cui una attenua le note basse (per il « tweeter »), ed una attenua le alte (per il « woofer »). L'attenuazione può arrivare a 18 decibel per ottava, ma questo tipo determina anche uno sfasamento apprezzabile.

vata risulta perciò disponibile in maggior misura ai capi del « tweeter ».

Dimensionando opportunamente la capacità C, in relazione all'impedenza delle due bobine mobili, è possibile raggiungere un'attenuazione di 6 dB per ottava per le frequenze elevate, il che non rappresenta certamente il risultato ideale. Oltre a ciò, questo metodo non prevede alcuna attenuazione per i segnali a frequenza grave, buona parte della cui energia verrebbe dissipata inutilmente ad opera del « tweeter ».

La **figura 3** illustra l'impiego di un doppio filtro assai più complesso, costituito da due cellule a « pi greco », di cui quella presente nel circuito del « tweeter » (costituita da L1, C2 ed L3), del tipo **passa-alto,** e quella presente nel circuito del « woofer » (costituita da C1, L2 e C3), del tipo **passa-basso.** Questo tipo di filtro consente un'attenuazione ideale di ben 18 dB per ottava, se opportunamente dimensionato, il che può però risultare eccessivo in determinate applicazioni.

Entrambi i due metodi citati, di cui il primo assai semplice ed il secondo piuttosto complesso, comportano degli svantaggi. Il metodo di figura 2 — infatti —

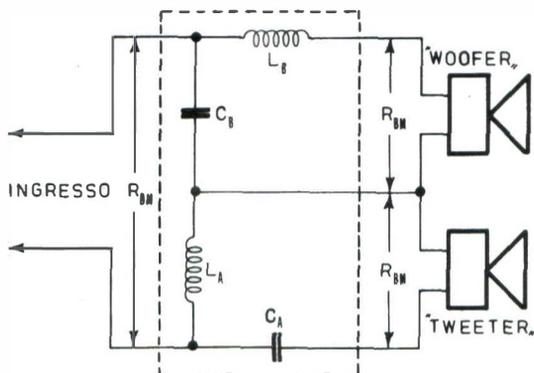



Fig. 4 - Esempio classico di doppio filtro « crossover », adatto a compiere le due funzioni, con attenuazione di 12 decibel per ottava e con uno sfasamento trascurabile. Le due cellule sono del tipo ad « L », ed i relativi valori dei componenti possono essere calcolati assai semplicemente.

non attenua le frequenze acute in modo adeguato, e non attenua affatto le gravi: il secondo, nonostante l'eccellente effetto di attenuazione, comporta invece uno sfasamento rilevante dei suoni alle varie frequenze, compreso tra 180° alla massima attenuazione, e 90° se si attribuisce ai vari componenti il valore adatto ad ottenere un'attenuazione di soli 6 dB per ottava.

La **figura 4** illustra invece un tipo di filtro « crossover » denominato **a resistenza costante, con collegamento in serie,** col quale — oltre ad un'ottima fedeltà — è possibile ottenere un'attenuazione di 12 dB per ottava, con uno sfasamento che può essere considerato trascurabile. In linea di massima, queste caratteristiche possono rappresentare l'ideale per qualsiasi tipo di impianto, avente, una potenza ed un responso tali da soddisfare esigenze superiori alla media.

Anch'esso consta di due filtri, di cui uno del tipo passa-basso per alimentare il « woofer », ed uno del tipo passa-alto per utilizzare opportunamente l'energia di uscita costituita dai segnali destinati alla riproduzione da parte del « tweeter ».

Per maggior chiarezza, i relativi componenti sono stati contrassegnati in modo da distinguerli con le lettere **« A »** per individuare quelli relativi al ramo di riproduzione delle **note alte**, e con la lettera **« B »** per individuare quelli relativi al ramo di riproduzione delle **note basse.**

Il primo dei due filtri, costituito dalla sezione superiore, consta dunque di una induttanza in serie (L_B), e di una capacità in parallelo (C_B). Il secondo consiste invece in una capacità in serie (C_A) ed in un'induttanza in parallelo (L_A).

Entrambi vengono calcolati dimensionandone i componenti in funzione dell'impedenza della bobina mobile, corrispondente a quella di uscita dell'amplificatore, rappresentata dal simbolo R_{BM}. È dunque chiaro — osservando lo schema elettrico di figura 4 — che questa applicazione è possibile quando entrambe le unità « woofer » e « tweeter » presentano un'impedenza pari a quella normale di uscita, entro le tolleranze ammissibili, dell'ordine cioè del 20% in più o in meno.

Volendo effettuare il calcolo dei vari componenti L e C necessari, è possibile servirsi delle seguenti formule:

$$L_B = \frac{R_{BM}}{6,20\ F_C}$$

$$C_B = \frac{0,8}{3,14\ F_C R_{BM}}$$

$$L_A = \frac{R_{BM}}{10,6\ F_C}$$

$$C_A = \frac{1}{6,28\ F_C R_{BM}}$$

L'uso delle suddette formule non implica certamente la conoscenza delle matematiche superiori, in quanto non si tratta che di eseguire semplici moltiplicazioni e divisioni: tuttavia, per chi avesse necessità di calcolare dei filtri « crossover » del tipo illustrato alla figura 4, e volesse evitare anche questi semplici calcoli, il grafico di **figura 5** rappresenta un mezzo ancora più semplice: esso consiste in cinque colonne, di cui quella centrale, contrassegnata F_{CO} in alto, elenca tutti i valori della frequenza « crossover » compresi tra un minimo di 200 ed un massimo di 2.000. Le due colonne laterali compiono la medesima funzione, in quanto entrambe rappresentano l'impedenza di uscita dell'amplificatore, pari a quella della bobina mobile, Z_{BM}, espressa in ohm. La sola differenza è che quella di sinistra (contrassegnato in basso «INDUTTANZE»), serve come riferimento per il calcolo dei valori di L sia nel filtro passa-basso, sia nel filtro passa-alto. Quella di destra (contrassegnata in basso « CAPACITÀ »), serve per calcolar entrambi i valori di C nei due filtri. I valori induttivi sono espressi direttamente in ~~milli~~henry, mentre quelli capacitivi sono espressi direttamente in ~~micro~~farad, nelle due colonne intermedie contrassegnate L_B - L_A e C_B - C_A. Le due colonne laterali sono — per ovvi motivi — invertite tra loro.

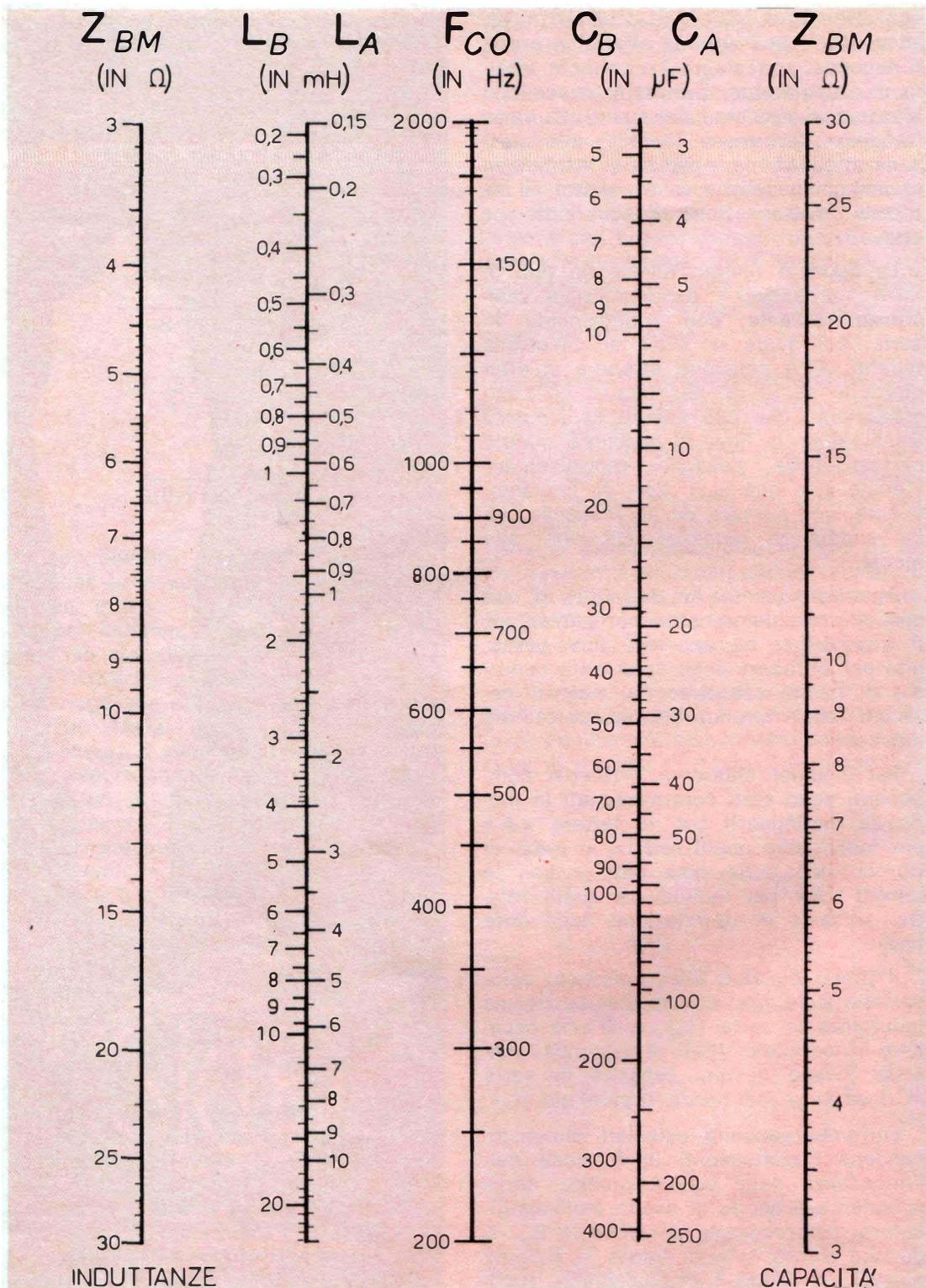



Fig. 5 - Grafico per il calcolo rapido dei valori di C_A, C_B, L_A ed L_B, per realizzare filtri « crossover » del tipo di cui alla figura 4.

Anche l'uso di questo grafico è assai semplice: supponiamo di dover calcolare le caratteristiche dei quattro componenti per due filtri, con una frequenza « crossover » di 1.000 Hertz, come nel caso considerato all'inizio: supponiamo inoltre che sia il « woofer », sia il « tweeter » presentino un'impedenza di 16 ohm.

In primo luogo, individueremo il valore 1.000 sulla scala centrale. Da questo punto, tracceremo una prima retta verso sinistra, fino ad incontrare la scala dell'impedenza (Z_{BM}) della bobina mobile in corrispondenza del valore 16 ohm. Ciò fatto, potremo stabilire che l'induttanza L_B per il « woofer » deve avere un valore di 2,6 millihenry, e che l'induttanza L_A per il « tweeter » deve avere invece un valore di 1,7 millihenry.

Successivamente, tracceremo una seconda retta che unisce la frequenza « crossover » sulla scala centrale con il valore 16 ohm sulla scala laterale destra, anch'essa contrassegnata Z_{BM}; tale retta incontrerà le scale delle capacità in un punto, grazie al quale ci sarà facile stabilire che la capacità C_B deve avere il valore di 16 microfarad, e che la capacità C_A deve invece avere il valore di 10 microfarad.

L'esecuzione del calcolo eseguito con le formule citate permetterà di assodare i medesimi valori, tenendo però conto della minore approssimazione che si ottiene con l'uso del grafico.

Berlino. Ampio rilievo sui giornali, alla radio e in TV è stato dato all'installazione, nella nuova Clinica universitaria di Berlino-Steglitz, di un modernissimo impianto di televisione a colori a circuito chiuso che servirà, fra l'altro, per registrare le immagini delle operazioni e riprodurle altrove, nel complesso universitario, per mezzo di un sistema Eidophor a colori. Questo procedimento è ritenuto particolarmente idoneo alla preparazione degli studenti in medicina.

Riportiamo in questo articolo un metodo pratico per realizzare la messa a punto di una cassa acustica. Si illustrano due diversi sistemi: il primo collegando l'altoparlante direttamente al generatore di B.F. e il secondo collegando l'altoparlante ad un amplificatore.

ALTA FEDELTA'

MESSA A PUNTO DI UNA CASSA ACUSTICA

La prima cassa acustica di tipo « bass reflex » comparve nel 1932, questo tipo di diffusore viene anche chiamato invertitore acustico di fase. Naturalmente queste casse acustiche permettono di ottenere dei buoni risultati solamente nel caso in cui le caratteristiche vengono accordate in modo conveniente con quelle dell'altoparlante o degli altoparlanti che vengono montati nel loro interno. I fattori più importanti di cui si deve tener conto sono la frequenza di risonanza propria dell'altoparlante considerata in aria libera e il volume interno della cassa nella quale verrà montato. Tenendo conto di questi due fattori, si possono in seguito determinare le dimensioni delle aperture o dei condotti incorporati nella cassa acustica; dobbiamo ricordare però che questo metodo permette raramente di ottenere delle ottime condizioni d'accordo e allo stesso tempo non assicura mai un conveniente smorzamento del sistema.

I risultati migliori non si possono ottenere in modo assoluto, in quanto si dovrà tener conto dei fenomeni determinati dalla massa del diffusore dell'altoparlante e dalla rigidezza del cono.

Sarà necessario quindi che il costruttore dell'altoparlante fornisca anche delle indicazioni necessarie per la costruzione delle casse acustiche aventi un sufficiente smorzamento acustico. Per ottenere i migliori risultati pratici è sufficiente accordare il contenitore che forma la cassa acustica con le caratteristiche dell'altoparlante impiegato; naturalmente per poter effettuare questa operazione è necessario disporre di un generatore di bassa frequenza e di un voltmetro cioè degli strumenti più comuni che si possono trovare in laboratorio.

Prima di passare alla descrizione delle operazioni da effettuare, ricordiamo bre-

vemente come si deve installare un altoparlante in un bass-reflex.

Vantaggi di una cassa acustica bass-reflex

Com'è noto la maggior parte delle casse acustiche servono a formare una barriera acustica fra la parte frontale e la parte posteriore del cono dell'altoparlante; in secondo luogo le casse acustiche assicurano la soluzione dei problemi dovuti alla risonanza propria del diffusore e la necessaria esaltazione dei toni bassi.

Ricordiamo che la risonanza propria del diffusore in un altoparlante posto in aria libera è determinata dal suo peso e dalla rigidità della sospensione che sopporta appunto questo peso La frequenza di risonanza è la frequenza naturale alla quale l'altoparlante tende a vibrare e, secondo le leggi abituali dei sistemi vibranti, gli spostamenti della bobina mobile nel momento in cui si verifica la risonanza sono sensibilmente maggiori rispetto a tutte le altre frequenze, per un dato livello di segnale di ingresso

Dobbiamo ora ricordare che quando l'altoparlante è montato in una cassa acustica a bass-reflex, si producono due risonanze che hanno degli effetti mutui.

Infatti l'aria che si trova nella cassa acustica risuona in modo naturale per una particolare frequenza; il fenomeno è uguale a quello che si verifica nelle canne degli organi. La risonanza dell'altoparlante viene compensata da un segnale musicale nelle vicinanze della frequenza di risonanza propria e la risonanza acustica della cassa viene prodotta dall'altoparlante.

Caratteristica propria dei bass-reflex è quella di poter accordare la frequenza di risonanza, regolando le dimensioni dei fori o delle aperture della cassa, così facendo le due risonanze sopra indicate agiscono l'una sull'altra.

In questo modo si converte il punto di risonanza unico di valore molto elevato dell'altoparlante in due punti di valore minore che si formano dalle frequenze poste al di sopra e al di sotto del punto di risonanza iniziale.

Si deve allora notare che queste azioni mutue e la compensazione parziale delle risonanze fanno in modo che la bobina mobile dell'altoparlante subisca degli spostamenti più ridotti in presenza della frequenza di risonanza dell'altoparlante. Il funzionamento in queste condizioni assicura una migliore audizione dei suoni bassi mentre allo stesso tempo vengono attenuati gli effetti di rinforzamento e di deformazione.

Contemporaneamente si può anche constatare una notevole diminuzione della distorsione armonica e della intermodulazione. In questo modo si aumenta così la potenza massima della riproduzione sonora che può essere fornita dall'altoparlante e si aumenta la gamma di risposta verso le basse frequenze.

Metodo di funzionamento e di determinazione

Per prima cosa è necessario determinare le caratteristiche d'impedenza del sistema di altoparlanti, i quali a loro volta indicheranno l'efficacia dell'azione della cassa acustica. Lo schema di principio del dispositivo impiegato è rappresentato in fig. 1. A questo scopo possono essere impiegati due montaggi diversi:

a) l'altoparlante è fatto funzionare direttamente dal generatore di bassa frequenza mentre l'apparecchio di misura è collegato ai capi dell'altoparlante.

b) si utilizza un amplificatore e una resistenza di isolamento, in questo secondo caso il generatore non ha una potenza sufficiente per azionare direttamente l'altoparlante (fig. 2).

Questo dispositivo molto semplice permette di rilevare una curva che indica le variazioni dell'impedenza dell'altoparlante in relazione alla frequenza del segnale. Ricordiamo che questa curva non indica direttamente il livello di uscita dell'altoparlante, ma dà delle informazioni valevoli sul comportamento della bobina mobile dell'altoparlante per delle frequenze di valore diverso.

Vediamo ora la causa che porta alla variazione dell'impedenza dell'altoparlante con la frequenza. Quando la bobina mobile

dell'altoparlante viene azionata dal segnale incidente che proviene dall'amplificatore, siccome tutta la bobina si sposta in un campo magnetico, essa produce una tensione. Questa tensione chiamata anche tensione inversa o forza contro elettromotrice, si oppone alla corrente che proviene dal segnale a frequenza musicale che attraversa la bobina mobile.

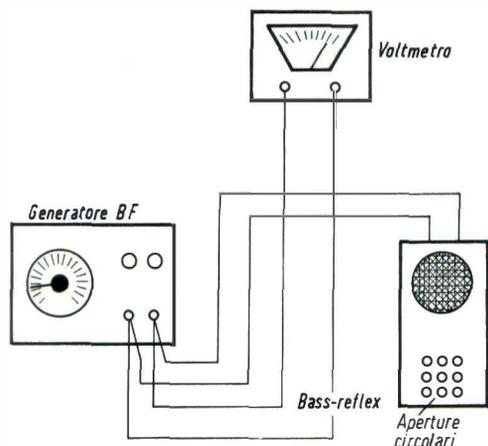



Fig. 1 - Circuito di principio per la determinazione dell'impedenza del sistema di altoparlanti. L'altoparlante è azionato direttamente dal generatore di bassa frequenza.

Gli effetti provocati da questa tensione inversa sono del tutto uguali agli effetti causati dall'aumento della resistenza della bobina mobile.

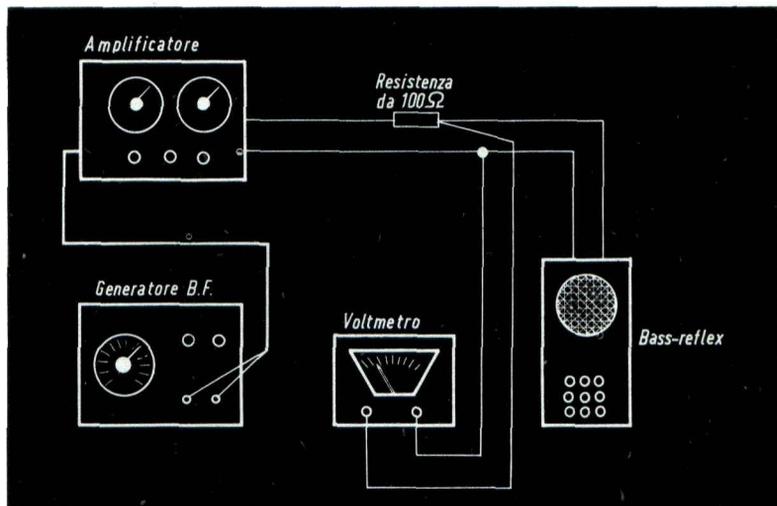
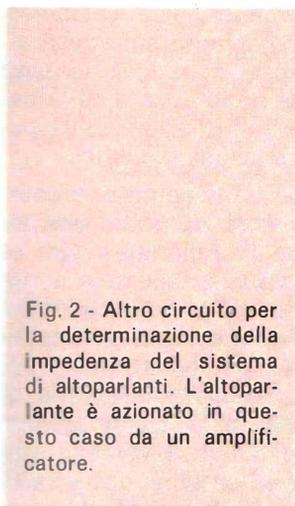
Tenendo conto che l'ampiezza della tensione inversa dipende dalla velocità di spostamento della bobina mobile nel traferro magnetico, valore del resto molto elevato al momento della risonanza del cono dell'altoparlante, un picco d'impedenza, per un valore di frequenza determinato, è un segno diretto di una vibrazione maggiore della media della bobina mobile per questa frequenza .

Ricordiamo che tutte le misure che permettono di rendere più regolare la curva dell'impedenza di un sistema alle frequenze basse generalmente ha come risultato quello di provocare un « appiattimento » della curva di risposta per le basse frequenze per esempio fra 10 e 100 Hz.

Come abbiamo già detto in precedenza, si possono impiegare due dispositivi di misura. Il più semplice dei quali impiega solamente un generatore di bassa frequenza adatto a coprire la gamma di frequenze che va da 20 a 200 Hz e un voltmetro che permette di leggere le tensioni alternate, di valore molto basso, nella gamma di frequenze suddetta; questo circuito di base è stato raffigurato in fig. 1.

In questo caso il generatore di bassa frequenza produce un segnale di uscita di valore sufficiente per azionare direttamente l'altoparlante e allo stesso tempo variabile in modo da essere accordato con il carico apparente.

Il generatore costituisce in effetti, una sorgente a corrente costante avente una impedenza relativamente elevata; in questo modo, le variazioni della impedenza dell'altoparlante al variare della frequen-

Fig. 2 - Altro circuito per la determinazione della impedenza del sistema di altoparlanti. L'altoparlante è azionato in questo caso da un amplificatore.

za, saranno a loro volta, trasformate sotto forma di variazioni di tensione del segnale di uscita del generatore, indicate dall'indice del voltmetro. Per quanto riguarda il montaggio rappresentato in fig. 2 non richiede alcuna caratteristica speciale del generatore, è solamente necessario che esso copra la gamma da 20 a 200 Hz. Lo strumento di misura utilizzato nei due montaggi è un voltmetro elettronico o un analizzatore universale adatto però a coprire la gamma di frequenze necessarie.

Come si può vedere dalla figura, il generatore viene collegato ai capi di ingresso dell'amplificatore e il sistema dell'altoparlante da accordare viene collegato all'uscita dell'amplificatore corrispondente, per esempio 16 Ω, dell'amplificatore. Su uno dei capi dell'altoparlante viene collegata una resistenza da 100 Ω, avente una potenza di 2 W. Il compito di questa resistenza è quello di isolare l'altoparlante dagli effetti di smorzamento prodotti dallo amplificatore. Si deve verificare che l'apparecchio di misura sia disposto in modo esatto sulla gamma più bassa delle tensioni alternate e che sia collegato ai capi dell'altoparlante e non a quelli dell'amplificatore.

Come realizzare l'accordo

L'operazione per ottenere l'accordo è molto semplice. Ricordiamo in generale che la cassa acustica deve avere un volume interno minimo di circa 50 dm^3 e massimo di 200 dm^3.

Si deve tener presente che nel caso si volessero fare delle casse acustiche di dimensioni più ridotte, si andrebbe incontro alla diminuzione della risposta ai suoni bassi mentre con casse di dimensioni più elevate non si potrebbe più usufruire dei vantaggi del sistema bass-reflex.

Nel caso si presenti l'occasione di regolare l'accordo di una cassa acustica di tipo vecchio, si può tentare di modificare le sezioni delle aperture già esistenti secondo le necessità indicate nel corso della regolazione. Nelle casse di costruzione recente, si possono avere delle piccole aperture anche dello ordine di 12 mm di diametro e anche meno, disposte in modo da dare dei risultati veramente soddisfacenti. La posizione di queste aperture in generale non è critica infatti si possono disporre sia sui lati della cassa sia sulla parete frontale, che su quella posteriore e infine anche sulla stessa parete di fondo se la cassa è munita di piedini che la tengano sollevata da terra. Le dimensioni dei fori o delle fenditure non sono critiche escluso nel caso in cui gli altoparlanti impiegati abbiano una risonanza inferiore a 55 Hz. Il valore di questa frequenza può essere verificato in aria libera nello stesso modo con il quale si verifica la risonanza della cassa acustica; può essere necessario effettuare un numero di fasi elevato per ottenere un accordo relativamente esatto ed efficace.

Nel caso normale i fori verranno effettuati a una distanza di 25 mm. l'uno dall'altro e nel caso il loro numero diventasse troppo alto, si potrebbe aumentare il loro diametro.

Per quanto riguarda invece la quantità del materiale assorbente (lana di vetro), si deve determinare secondo le dimensioni della cassa acustica. Il compito principale della lana di vetro è quello di ridurre o di eliminare le riflessioni sonore sulle pareti interne che altrimenti determinerebbero delle irregolarità nella risposta in frequenza. Ricordiamo a questo proposito che più la cassa acustica è di piccole dimensioni, più la frequenza di riflessione è elevata; al contrario più la cassa acustica è di dimensioni grandi, più la frequenza dei suoni riflessi è bassa, quindi lo spessore della lana di vetro deve essere grande per assicurare un effetto efficace.

Uno strato di 25 mm di lana di vetro verrà poi disposta sul pannello superiore all'interno della cassa acustica, lontano 8-10 cm dalla parete posteriore e dalle pareti laterali e fissata al di sopra della parete inferiore della cassa acustica.

Prima di procedere all'esecuzione esatta dell'accordo, si deve prendere una altra precauzione; se l'altoparlante che si deve montare nella cassa acustica è già stato usato questo non sarà necessario, ma se invece l'altoparlante è nuovo e quindi è restato inattivo per un notevole periodo di tempo, è consigliabile prima di montarlo nella cassa, farlo funzionare per qualche tempo. Nel caso si volesse evitare questo inconveniente, è necessario usare il dispositivo di fig. 2, senza impie-

gare la resistenza e l'apparecchio di misura. Per prima cosa si deve regolare il generatore di bassa frequenza sui 40 Hz circa e in modo che esso eroghi la potenza massima; quindi si regoli il potenziometro di volume dell'amplificatore, così facendo si noterà che il cono dell'altoparlante si sposterà in modo normale e quindi senza alcun pericolo di rottura. Per poter essere certi di avere una risonanza di valore stabile, sarà necessario sottoporre per circa 3-4 ore l'altoparlante a questo trattamento.

drante: un punto inferiore fra 20 e 150 Hz come si può vedere dalle curve di fig. 3.

In generale, i due punti non hanno delle ampiezze uguali e le tensioni sull'apparecchio di misura non sono più le stesse; ma, possiamo notare le due letture e le frequenze corrispondenti.

Nel caso che il punto constatato per la frequenza superiore indichi una tensione maggiore di quella constatata per la frequenza inferiore, come si può vedere dal-

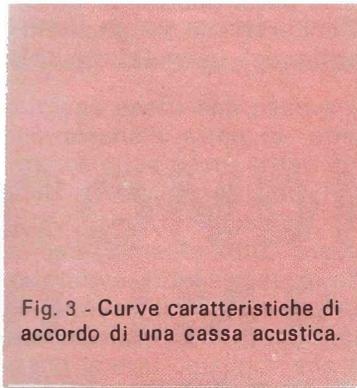
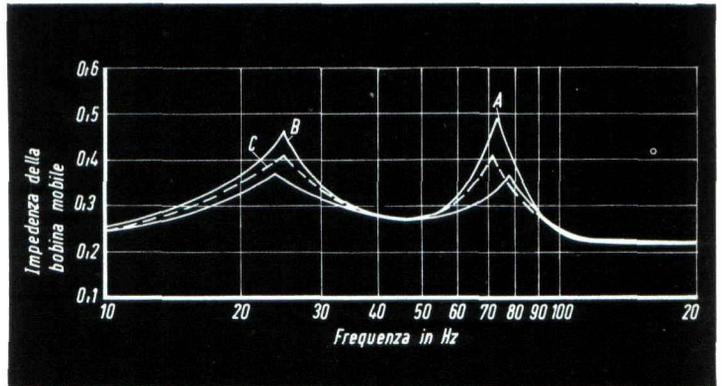



Fig. 3 - Curve caratteristiche di accordo di una cassa acustica.

Accordo razionale in tutti i casi

Ci occuperemo ora del modo in cui si potrà ottenere l'accordo di una cassa acustica di qualsiasi tipo. All'interno della cassa acustica vengono disposti gli altoparlanti e la lana di vetro o altro materiale assorbente; dopo aver effettuato una serie di fori, si dovranno collegare i diversi strumenti come si può vedere dagli schemi di fig. 1 e 2. A questo punto è necessario regolare il generatore su una frequenza di circa 200 Hz e al suo livello massimo; nel montaggio di fig. 2 si deve manovrare la manopola del controllo di volume dell'amplificatore fino a quando l'indice dell'apparecchio di misura, regolato sulla gamma più bassa della tensione alternata, raggiunge circa 1/5 dell'intera scala di lettura. Si deve ora variare la frequenza del generatore, per mezzo della manopola di regolazione da 20 a 200 Hz circa. Nel caso la cassa acustica sia munita di un numero sufficiente di aperture, l'indice dello strumento di misura indicherà un punto di deviazione in due punti del qua-

la curva A di fig. 3, è necessario effettuare delle altre aperture oppure aumentare il diametro di quelle già esistenti. Nel caso contrario, se ci fosse un numero di fori maggiore del necessario, lo si può vedere dalla tensione maggiore sul picco inferiore a bassa frequenza, come indica la curva B. In questo caso si deve chiudere una parte delle aperture con del legno e del buon mastice. La regolazione dei due punti di risonanza è sempre molto semplice da effettuare in quanto si opera per prove successive fino a che si ottengono le due ampiezze quasi uguali, a questo punto si può dire di aver raggiunto un accordo conveniente, come si può vedere sulla curva C.

Contrariamente a quello che si crede comunemente, un accordo esatto ed efficace realizzato in questo modo non assicura in un sistema bass-reflex la soppressione degli effetti di alterazione dei bassi.

Nei sistemi bass-reflex di tipo normale, i punti superiori e inferiori presentano una ampiezza elevata; di conseguenza ne ri-

sulta un livello di uscita eccessivo, una risposta insufficiente sui transitori e in questi punti si avrà una notevole distorsione. Lo spazio che intercorre fra questi due punti corrisponde in questo modo a una audizione spesso sgradevole. Se vogliamo arrivare a migliorare queste condizioni, si deve effettuare una serie di fori di diametro più ridotto al posto della semplice apertura rettangolare di dimensioni elevate. Nel caso si volesse ottenere una risposta ai suoni bassi ancora migliore, si dovrà procedere nel modo seguente.

Dobbiamo ricordare per prima cosa che l'altezza dei due punti di risonanza dipende in effetti dal valore dello smorzamento totale del sistema. La natura della smorzamento può essere magnetica ed è determinata dall'intensità del campo magnetico nell'intraferro della bobina mobile; nell'altro caso lo smorzamento può essere acustico ed è determinato allora dalla costruzione della cassa acustica.

Ricordiamo a questo punto che un altoparlante montato in una cassa acustica e provvisto di un magnete permanente molto potente, con un grado di smorzamento elevato, può presentare un difetto ai suoni bassi e un altro altoparlante munito di un magnete troppo debole o troppo piccolo messo in una cassa acustica non smorzata produrrà dei suoni cavernosi. Il nostro problema consiste appunto nel trovare un compromesso fra le due soluzioni.

Con un determinato tipo di altoparlante, è chiaro che non potremo modificare il suo smorzamento magnetico, però possiamo regolare le caratteristiche acustiche della cassa e di conseguenza si avrà uno smorzamento, disponendo uno o due strati di lana di vetro attorno all'altoparlante, in modo tale che la parte posteriore dell'altoparlante sia coperta e in seguito si fisserà sulla parete del pannello frontale.

Nel caso si avesse una cassa acustica troppo risonante, si potrà disporre uno strato di lana di vetro anche sulla superficie interna dell'apertura all'interno della cassa acustica. Consigliamo, per concludere, di utilizzare tutto lo smorzamento necessario, se è necessario evitare le perdite ai suoni bassi, ma solamente nel limite della necessità pratica; ultima raccomandazione che vogliamo fare ai nostri lettori è quella di manipolare la lana di vetro con cura e se possibile con i guanti.

È stato realizzato il prototipo di un telefono elettronico che consente la visualizzazione dei numeri formati mediante una tastiera a pulsanti, anzichè con il disco convenzionale. Quando la linea chiamata non risulta libera, il numero viene registrato su una memoria e, senza doverlo comporre una seconda volta, viene chiamato premendo un pulsante. In un prossimo futuro, il numero potrà infine essere composto automaticamente mediante l'introduzione di una scheda perforata in un'apposita fessura dell'apparecchio.

I rivelatori fonografici di tipo ceramico presentano delle caratteristiche intrinseche di sensibilità e di responso che male si adattano alle esigenze di un amplificatore ad alta fedeltà, quando si desidera ottenere un ottimo risultato. Tuttavia, dal momento che esse presentano anche pregi inconfutabili, è possibile migliorare notevolmente le loro prestazioni applicando ai relativi terminali, prima del collegamento all'ingresso dell'amplificatore, una resistenza di carico avente un valore appropriato, ed un circuito detto di equalizzazione. Le norme di calcolo e di installazione di questi circuiti di correzione costituiscono l'oggetto dell'articolo che segue, riportato da Electronics World.

ALTA FEDELTA'

a cura di L. Biancoli

CONDIZIONI IDEALI D'IMPIEGO DELLE TESTINE CERAMICHE

Nonostante le eccellenti caratteristiche delle testine fonografiche di tipo ceramico, esse determinano risultati assai scadenti quando vengono impiegate in alcuni impianti, se vengono usate senza l'applicazione di un **carico** adeguato e di un circuito di **equalizzazione.**

L'ampiezza del segnale di uscita fornito da una testina di tipo ceramico è proporzionale all'ampiezza delle oscillazioni della puntina: questo è il motivo per il quale le testine di questo tipo vengono chiamate del tipo sensibile all'**ampiezza** delle oscillazioni. Le testine magnetiche — per contro — sono caratterizzate dal fatto che l'ampiezza del segnale di uscita è proporzionale alla velocità di spostamento della puntina, per cui esse vengono definite col termine di tipi sensibili alla **velocità** delle oscillazioni, e necessitano — per il loro impiego pratico — di un diverso tipo di compensazione.

La **figura 1** è un grafico che illustra la curva di compensazione necessaria per una testina di tipo ceramico, quando questa viene usata per l'ascolto di un disco registrato in conformità alla curva RIAA. Come si può osservare, la curva deve essere tale da determinare una diminuzione del responso nei confronti delle frequenze gravi, ed un aumento del responso nei confronti invece delle frequenze acute. Il tratto della curva relativo alle frequenze acute, superiori cioè a 1.000 Hertz, è rappresentato in tratteggio in quanto il fabbricante della testina tiene conto delle caratteristiche di funzionamento suddette e provvede a realizzare i supporti delle puntine in modo da controllarne le caratteristiche di risonanza sulle frequenze elevate: di

conseguenza, agli effetti di queste ultime non è necessario alcun dispositivo per esaltarne l'ampiezza.

L'attenuazione appropriata delle frequenze gravi avviene ad opera dello stesso elemento ceramico, a patto che esso sia munito di un **carico di valore adatto.** Infatti, la cartuccia non è altro che un condensatore di tipo ceramico, rappresentato dal simbolo C alla **figura 2**, che funziona in abbinamento con una resistenza di carico, R.

In un circuito così concepito, la presenza di questo valore capacitivo intrinseco della testina determina una riduzione della detta curva RIAA è dato da:

$$R = 1.300 : C$$

nella quale R è espressa in Megaohm, e C è espressa in picofarad.

Nell'epoca in cui gli amplificatori erano esclusivamente del tipo a valvole, la maggior parte delle testine fonorllevatrici stereo di tipo ceramico presentavano una capacità di valore approssimativamente pari a 600 picofarad. In tal caso, il valore della resistenza di carico era dato da:

$$R = 1.300 : 600 = 2,2\ M\Omega.$$

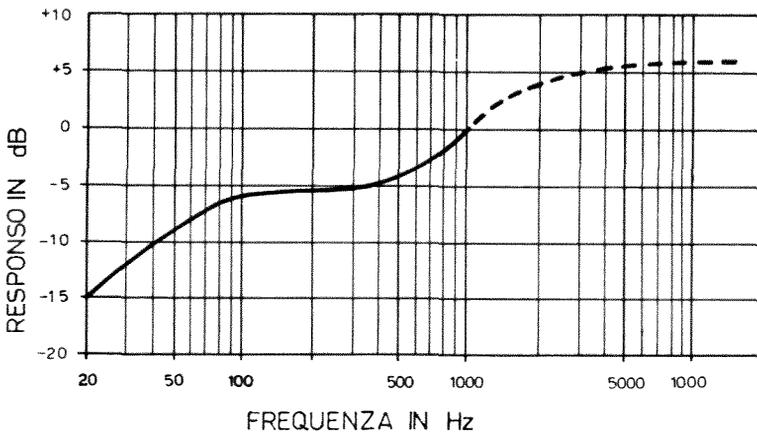



Fig. 1 - Grafico illustrante la curva di responso che è necessario conferire ad una testina ceramica, applicando un carico adatto ed una equalizzazione appropriata, affinché essa si presti alla riproduzione di dischi registrati in conformità alla curva RIAA.

l'ampiezza dei segnali a frequenza bassa che si presentano ai capi della resistenza di carico. Noto il valore capacitivo della testina, è possibile dunque calcolare il valore della resistenza R in modo che il responso globale alle varie frequenze, o meglio alle frequenze comprese tra la minima ed il valore medio di 1.000 Hertz, assuma qualsiasi andamento, compreso quello della curva illustrata nel grafico di figura 1.

Una volta stabilito il valore della capacità intrinseca della testina, il valore della resistenza necessario per ottenere la compensazione conforme alla sud-

Sotto tale aspetto un valore della resistenza di 2 soli Megahom poteva essere considerato abbastanza approssimato, ed inoltre facilitava le operazioni di calcolo.

Con l'avvento dei transistori, si sono subito riscontrate notevoli difficoltà ad ottenere un'impedenza di ingresso di 2 Megaohm, in quanto un valore di 1 Megaohm rappresenta all'incirca il limite massimo. Una semplice prova aritmetica eseguita con la formula citata dimostra facilmente che — per poter applicare una resistenza di carico di 1 Megaohm allo scopo di ottenere la curva di responso desiderata — sarebbe stato necessario

disporre di una testina avente una capacità intrinseca di 1.300 picoforad. Ebbene, una volta assodato ciò, i fabbricanti di testine riuscirono persino a superare tale esigenza: essi riuscirono infatti a produrre testine ceramiche caratterizzate da una capacità intrinseca di 4.000 picofarad e anche maggiore, il che significò che tali testine potevano funzionare con una resistenza di carico del valore di 330.000 ohm, ed anche inferiore.

Ciò premesso, può essere interessante per il lettore osservare cosa accade agli effetti del funzionamento di una testina quando questa viene fatta funzionare con diversi valori della resistenza di carico. La tecnica di adattamento si basa naturalmente sulla curva di responso illustrata alla figura 1, nella quale risulta evidente l'esigenza dell'attenuazione delle frequenze gravi di 12 dB alla frequenza di 30 Hz. Nel caso dunque di una testina da 600 picofarad, nei confronti della quale occorre un carico ideale di 2,2 Megaohm, il rapporto tra l'ampiezza del segnale di uscita e l'ampiezza del segnale di ingresso alla frequenza di 30 Hz equivale a:

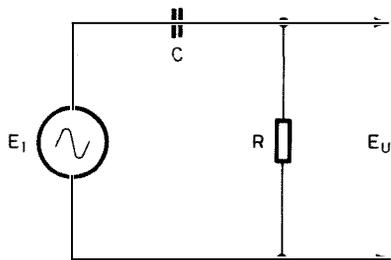



Fig. 2 - Circuito equivalente di una testina ceramica, rappresentata dalla capacità C. E_I rappresenta la tensione di ingresso fornita dalla testina, che funge da generatore di tensione alternata, R rappresenta la resistenza di carico, ed E_U la tensione di uscita disponibile ai capi del carico stesso.

$$\frac{E_I}{E_U} = \frac{R}{\sqrt{R^2 + X_C^2}}$$

$$= \frac{2\ M\Omega}{\sqrt{(2\ M\Omega)^2 + (9\ M\Omega)^2}}$$

$$= \frac{2}{\sqrt{4 + 81}} = 0,22$$

in cui E_I ed E_U rappresentano rispettivamente la tensione di ingresso e di uscita, ed X_C rappresenta la reattanza capacitiva presentata dalla testina ceramica, corrispondente alla capacità di 600 picofarad.

Da qualsiasi tabella che elenchi i valori in decibel dei rapporti di tensione è possibile apprendere che il rapporto di 0,2 è pari ad un'attenuazione di — 13 decibel.

Dal momento che il risultato di —13 dB è assai prossimo a quello necessario di 12 dB di attenuazione, l'equalizzazione risulta adatta per una registrazione eseguita in conformità alla curva RIAA, ma risulta evidente che l'impiego di una resistenza del valore effettivo di 2,2 Megaohm è certamente più soddisfacente che non quello di una resistenza di 2 soli Megaohm.

Vediamo ora cosa accade quando una testina avente una capacità intrinseca di 4.500 picofarad viene fatta funzionare con un carico di 3 Megaohm. In tal caso abbiamo che:

$$\frac{E_I}{E_U} = \frac{3\ M\Omega}{\sqrt{(3\ M\Omega)^2 + (1,2\ M\Omega)^2}}$$

$$= \frac{3}{\sqrt{9 + 1,44}} = 0,93 = —0,6\,dB$$

L'attenuazione ottenuta ammonta quindi a — 0,6 dB, il che significa che, per controllare adeguatamente il responso alle note gravi, è necessario aumentare l'attenuazione di 11,4 dB, ciò che può essere al di là delle possibilità offerte dal controllo delle note gravi. Se l'ulteriore attenuazione delle note gravi non viene apportata, si ottiene inevitabilmente un responso eccessivo nei loro confronti.

Il valore corretto della resistenza di carico per una testina di questo tipo equivale invece a:

$$1.300 : 0,0045 = 288.000$$

per cui una resistenza del valore unificato di 270.000 ohm risulterebbe certamente adatta entro le tolleranze ammissibili. Il valore di 0,0045 rappresenta la capacità di 4.500 picofarad, espressa nelle unità di misura necessarie per effettuare il calcolo.

Se ora disponessimo di una testina avente la capacità di 433 picofarad, adatta cioè ad un carico di 3 Megaohm, e la facessimo funzionare con un carico di soli 300.000 ohm, otterremmo un'attenuazione eccessiva delle frequenze gravi: infatti,

$$\frac{E_I}{E_U} = \frac{0{,}3\ M\Omega}{\sqrt{(0{,}3\ M\Omega)^2 + (12\ M\Omega)^2}}$$

$$= \frac{0{,}3}{\sqrt{0{,}09 + 144}} = 0{,}025 = -32\ dB$$

stenze e massa. L'ampiezza del segnale di uscita fornito dall'oscillatore viene regolata approssimativamente al valore di 2 volt, dopo di che la testina sotto prova viene collegata ai capi dell'ingresso del voltmetro, prendendo nota dell'indicazione da esso fornita. Successivamente, la testina viene disinserita, ed al suo posto vengono collegate una dopo l'altra delle capacità campione di 300, 500, 1.000 picofarad e di altri valori eventualmente disponibili, fino a trovare quel valore che permette di ottenere da parte dello strumento la medesima indicazione. La capacità intrinseca della testina è in tal caso ovviamente pari a quella della capacità che consente di ottenere la medesima lettura.

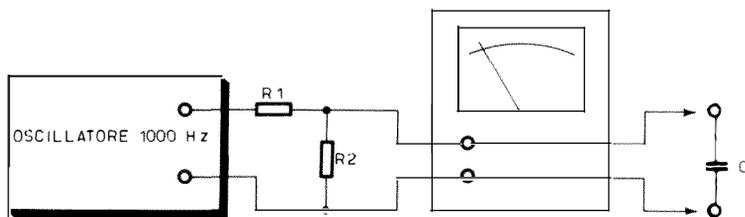



Fig. 3 - Determinazione della capacità della testina, con l'aiuto di un generatore a 1.000 Hz e di un voltmetro a valvola. Con una portata voltmetrica molto bassa, si esegue prima la lettura con la testina al posto della capacità C, indi questa viene sostituita con vari valori capacitivi, fino a trovare quello che fornisce la medesima lettura. Tale valore corrisponde perciò a quello della testina. Entrambe le resistenze R1 ed R2 devono avere un valore di almeno 330.000 ohm.

L'attenuazione in tal modo ottenuta di —32 dB è di ben 20 dB superiore a quella effettivamente necessaria: di conseguenza, ben pochi esemplari di amplificatori potrebbero compensare questa perdita eccessiva, anche nella posizione di massimo responso del controllo di tono per le note gravi.

MISURA DELLA CAPACITÀ DI UNA TESTINA

Potendo disporre di un oscillatore in grado di fornire un segnale alla frequenza di 1.000 Hz, e di un voltmetro ad alta impedenza per corrente alternata, è possibile stabilire con buona approssimazione il valore capacitivo di una testina. A tale scopo, come si osserva alla **figura 3**, due resistenze, R1 ed R2, entrambe del valore di 330.000 ohm, vengono collegate in serie tra loro, in parallelo all'uscita dell'oscillatore, collegando lo strumento tra il punto di unione delle due resi-

Nell'eseguire questa misura, si tenga presente che l'aggiunta di una capacità di 300 picofarad determina una variazione di soli 0,1 volt nell'indicazione fornita dall'indice, per cui è necessario predisporre le sensibilità del voltmetro su di una portata molto bassa.

REALIZZAZIONE DI UNO STADIO DI INGRESSO CON TRANSISTORI AD EFFETTO DI CAMPO

Nell'eventualità che si riscontri la necessità di apportare una variazione per ottenere il corretto adattamento, tale variazione può costituire un inconveniente. Per questo motivo, si è preferito disporre di qualcosa che possa essere semplice-

mente inserito mediante contatti a spinotti, per determinare l'equalizzazione appropriata. Una unità di questo tipo può essere realizzata impiegando **due transistori ad effetto di campo** di costo assai limitato, che hanno l'ulteriore vantaggio di presentare un valore di impedenza di ingresso piuttosto elevato.

Il circuito è illustrato alla **figura 4**, nella quale si nota che l'alimentazione avviene ad opera di una batteria da 9 volt, con la quale è possibile eliminare l'ingombro

con due potenziometri di valore assai elevato, munendoli di una manopola ad indice con quadrante graduato tarato direttamente in Megaohm.

Dal momento che i transistori ad effetto di campo usati con questo metodo presentano un'impedenza di ingresso assai elevata, le resistenze R1 ed R3 possono assumere un valore abbastanza alto da adattarsi anche a testine di lettura che presentino una capacità intrinseca assai ridotta.

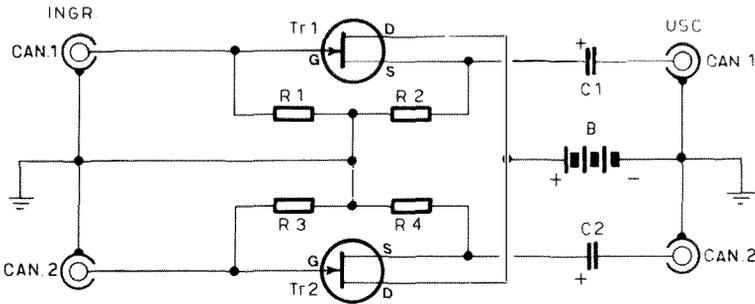



Fig. 4 - Circuito elettrico di uno stadio di ingresso per testina ceramica stereo, che — con un carico di 200.000 ohm per ciascun canale, fornisce un responso lineare da 20 Hertz a 15.000 Hertz, entro ± 0,5 dB.

ed il peso di un alimentatore a trasformatore funzionante con la tensione di rete, per il quale sarebbe anche necessario impiegare un filtro adeguato. Il consumo totale di corrente ammonta soltanto a 50 microampère, per cui la durata della batteria è praticamente uguale a quella che la batteria stessa presenta quando viene tenuta per lungo tempo in magazzino, ossia superiore ad un anno. Per questo motivo, il dispositivo puo essere realizzato senza alcun interruttore, e può funzionare in continuità.

Come si è detto, i due transistori Tr1 e Tr2 sono del tipo ad effetto di campo, e vengono usati come stadi ad accoppiamento catodico per ciascun canale. Le resistenze R2 ed R4 determinano la controreazione, mentre R1 ed R3 costituiscono i due carichi necessari per la testina stereo, e possono essere variate a piacere per adattarne il valore a qualsiasi tipo di testina. Per questo motivo, può essere conveniente sostituire R1 ed R3

Per quanto riguarda il valore minimo di R1 ed R3, non esiste praticamente un limite se si prevede la possibilità di cercare le condizioni migliori di adattamento anche per testine di capacità molto alta. Ciascun canale può funzionare con un segnale di ingresso di 0,75 volt, e ciò in quanto la maggior parte delle testine stereo presentano segnali di uscita inferiori a 0,5 volt, per cui è assai difficile che il circuito del dispositivo di prova venga a trovarsi in condizioni di sovraccarico.

Facendo funzionare un transistore ad effetto di campo con una bassa intensità di corrente, dell'ordine cioè di 25 microampère, si riduce la sua trasconduttanza, senza alterarne le prestazioni in modo apprezzabile, ed inoltre ottenendo un'impedenza di uscita dell'ordine di 2.000 ohm. Questo valore risulta sufficientemente basso, per cui l'eventuale capacità in parallelo dovuta alla presenza dei normali cavetti di collegamento delle testine esercitano un'influenza trascurabile agli effetti del responso alle frequenze elevate.

I due transistori usati in questo particolare circuito non devono funzionare con un'impedenza di carico (presente all'ingresso dell'amplificatore che segue) inferiore a 100 volte l'impedenza di uscita citata di 2.000 ohm. Ciò significa che il valore minimo che occorre ammonta a 200.000 ohm, il che si adatta perfettamente alle esigenze relative all'impedenza di ingresso dell'amplificatore che segue, cui ci siamo dianzi riferiti.

Con un'impedenza di carico di uscita di 200.000 ohm (0,2 Megaohm), e con un'ampiezza dei segnali di ingresso di 0,75 volt, l'ampiezza dei segnali di uscita ammonta a 0,7 volt con una distorsione armonica pari allo 0,65%. Adottando invece un'impedenza di carico di soli 100.000 ohm (0,1 Megaohm), e ferma restando l'ampiezza dei segnali di ingresso, i segnali di uscita assumono un'ampiezza di 0,68 volt, con una distorsione armonica pari all'1,6%.

Tali valori sono stati rilevati in pratica sia alimentando il dispositivo con una batteria nuovissima, che erogava una tensione di 9,5 volt (ossia di 0,5 volt superiore al valore nominale), sia con una batteria vecchia e parzialmente polarizzata, in grado di fornire soltanto una tensione di 6 volt. Ciò significa che la stabilità di funzionamento dei due stadi è sorprendente, e del tutto indipendente dalle condizioni della batteria di alimentazione. Quanto sopra, grazie alla forte contro-reazione dovuta al fatto che in parallelo alle resistenze R1 ed R3 di ingresso non è presente alcun valore capacitivo, col risultato di due letture identiche nonostante una variazione così rilevante nella tensione di alimentazione.

Con un'impedenza di carico di 200.000 ohm, il responso di entrambi gli stadi risulta lineare tra le frequenze estreme di 20 e di 15.000 Hertz, entro ± 0,5 decibel. Adottando invece un valore di 100.000 ohm per l'impedenza di carico, la linearità del suddetto responso sussiste soltanto entro ± 1 dB.

Per concludere, le due resistenze R1 ed R3 possono consistere in due potenziometri logaritmici del valore di 5 Megaohm, muniti di manopole ad indici ruotanti su di un quadrante graduato tarato in Megaohm (ad esempio, da 0,2 a 5), oppure possono consistere in due resistenze fisse, calcolate nel modo precedentemente citato. Le due resistenze di carico di collettore, R2 ed R4, devono invece avere un valore di 150.000 ohm. I due transistori possono essere del tipo 2N3819 o di qualsiasi altro tipo con caratteristiche analoghe, purché ad effetto di campo.

Il termometro elettronico UK/410 è capace di misurare temperature comprese tra —10 °C ÷ +150 °C suddivise in quattro gamme:

1° Gamma	**—10 °C ÷**	**0 °C**
2° Gamma	**0 °C ÷**	**50 °C**
3° Gamma	**50 °C ÷**	**100 °C**
4° Gamma	**100 °C ÷**	**150 °C**

Come elemento sensibile impiega un termistore seguito da un amplificatore differenziale equipaggiato con due transistor al silicio BSY11.

Descrizione del circuito

L'elemento sensibile alla temperatura è costituito dal resistore R28, come da fig. 1, con coefficiente di temperatura negativo (NTC), inserito in un circuito a ponte. La corrente prodotta dallo sbilanciamento del ponte viene portata ad un amplificatore differenziale equipaggiato con due transistor TR1-TR2; la temperatura viene indicata da un microamperometro collegato tra i collettori di questi due. Il resistore di emettitore (R21) è comune ai due transistor. Ciascun partitore di tensione di base costituisce un

ramo del ponte del circuito. Un aumento del potenziale positivo di base, prodotto da una riduzione della resistenza nel termistore (NTC), provoca, sul transistor TR1, un aumento di corrente del collettore. Questo aumento di corrente nel collettore di TR1 produce, a sua volta, un aumento in direzione positiva della caduta di tensione ai capi del resistore (R21) comune ai due emettitori.

Siccome TR2 ha sulla base un partitore fisso di tensione, e quindi una polarizzazione base-emettitore costante, l'aumento della caduta di tensione positiva ai capi del resistore comune di emettitore tende a far diminuire la corrente di emettitore nel transistor TR2. Questa differenza nella corrente di collettore produce un potenziale rispettivamente negativo e positivo ai capi di ciascun resistore di carico R24 e R25. L'intensità della corrente indicata dal microamperometro collegato tra i collettori di TR1 e TR2, sarà pertanto funzione della variazione di temperatura sentita dal termistore.

Taratura

Per la messa a punto del termometro, consigliamo i liquidi da impiegare. Gamma compresa tra —10 °C ÷ 0 °C impiegare un olio che non geli. Gamma compresa tra 0 °C ÷ 100 °C si può impiegare acqua pura come elemento trasferitore di calore: si deve fare attenzione affinché i fili di collegamento del termistore non vengano immersi nell'acqua, nel qual caso il termistore verrebbe cortocircuitato dal liquido che potrebbe presentare una resistenza bassa o alta, secondo delle impurità presenti nell'acqua stessa.

Per la gamma di temperatura tra + 100 °C ÷ + 150 °C si deve impiegare un liquido al silicone.

Non deve essere assolutamente usato qualsiasi tipo di olio specialmente alla temperatura di 150 °C, dato che a questa temperatura si trova il punto d'infiammabilità.

Prima di iniziare le operazioni di taratura esposte in tabella di fig. 2 è necessario predisporre i resistori variabili da R8 a R15 e il potenziometro P1, in una posizione intermedia.

La tabella di fig. 2 espone chiaramente le operazioni da seguire per la taratura delle gamme sopra citate:

Es. Prima parte - Inizio scala.

Operazione n. 1, portare il liquido alla temperatura esatta di 0 °C (come riferimento a 0 °C, come tutti sanno, si può usare del ghiaccio al punto di fusione; così dicasi per la temperatura di +100 °C, quando l'acqua è in ebollizione. In questi due casi non è indispensabile un termometro campione).

La posizione del commutatore RANGE deve indicare + 50 °C quella del deviatore S2, TEST. La posizione che deve assumere l'indice dello strumento sarà di 0 °C che verrà regolata dal trimmer R13. Indi si prosegua per le altre operazioni.

Es. Seconda parte - Fondo scala.

Operazione n. 5, portare il liquido alla temperatura di + 50 °C posizionare il commutatore RANGE su + 50 °C, il deviatore S2 su TEST, la posizione dell'indice dello strumento dovrà indicare il valore di 50 °C posto all'estremo destro della scala graduata, regolando il potenziometro P1 situato sul pannello comandi. Si prosegue per le altre operazioni fino ad avere lo strumento tarato su tutta la gamma delle temperature.

Nota

Prima di effettuare qualsiasi misura di temperatura, è necessario predisporre il selettore nella gamma in cui si suppone sia compresa quella da misurare. Portare il deviatore S2 in posizione ADJ e regolare P1 per il fondo scala. Fatta la regolazione, portare S2 in posizione TEST e lo strumento è pronto per la misura.

Montaggio componenti

La fig. 3 indica la disposizione dei componenti; essa appare anche sul lato non ramato della basetta. In questo modo si facilita il montaggio anche ai principianti.

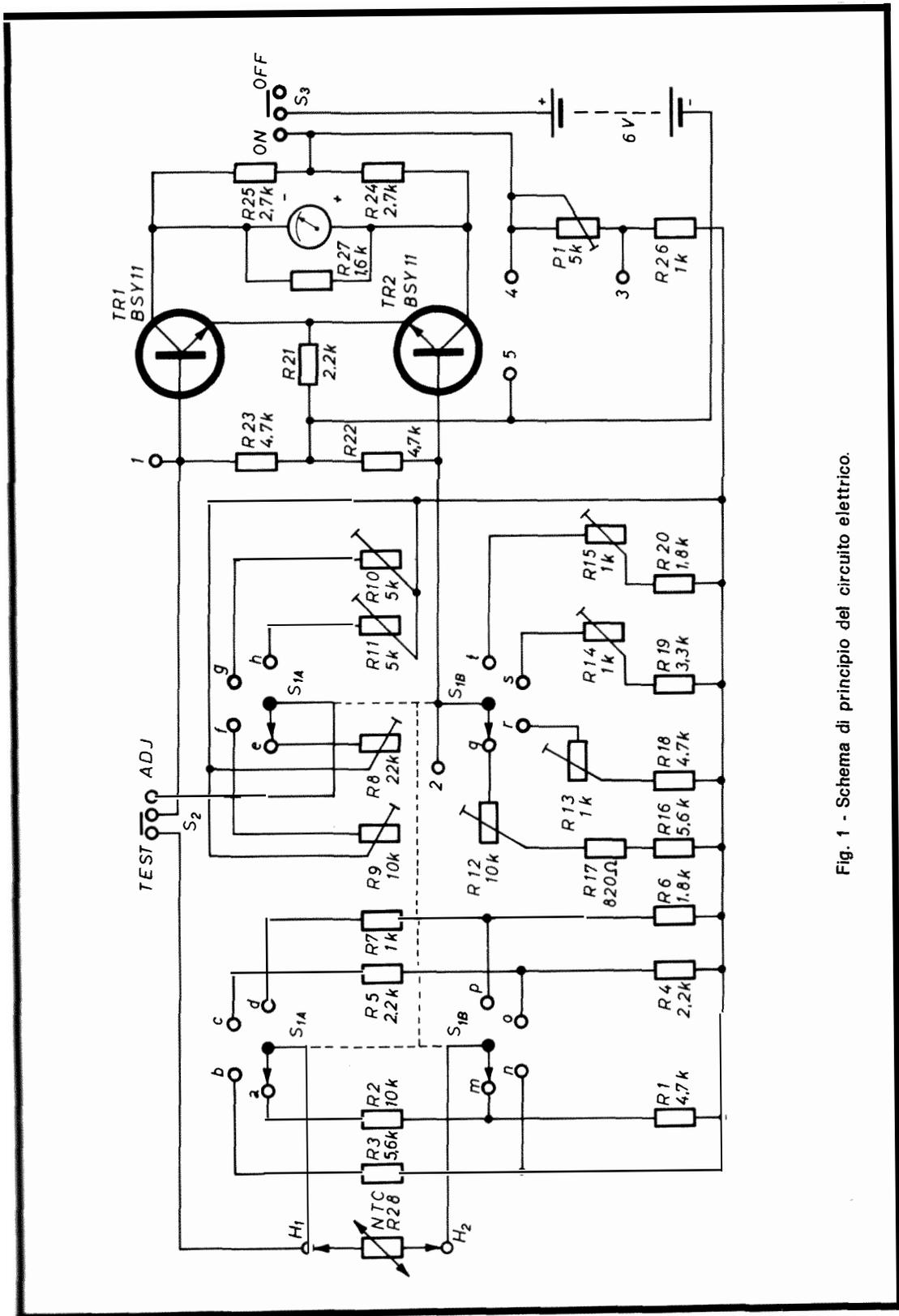



Fig. 1 - Schema di principio del circuito elettrico.

TABELLA DI TARATURA

Inizio scala

Operazione N°	Portare il liquido alla temperatura esatta	Posizione del selettore per la gamma	Posizione del deviatore S2	Posizione che deve assumere l'indice durante la regolazione del resist. var. O di P1	Regolare per la esatta posizione dell'indice
1	0 °C	0 °C ÷ 0 °C	Test	0 °C	R 13
2	+50 °C	+50 °C ÷ 100 °C	Test	+50 °C	R 14
3	+100 °C	+100 °C ÷ 150 °C	Test	+100 °C	R 15
4	—10 °C	—10 °C ÷ 0 °C	Test	—10 °C	R 12

Fondo scala

Operazione N°	Portare il liquido alla temperatura esatta	Posizione del selettore per la gamma	Posizione del deviatore S2	Posizione che deve assumere l'indice durante la regolazione del resist. var. O di P1	Regolare per la esatta posizione dell'indice
5	+50 °C	0 °C ÷ +50 °C	Test	+50 °C	P 1
6	+50 °C	0 °C ÷ +50 °C	Adj	+50 °C	R 9
7	+100 °C	+50 °C ÷ 100 °C	Test	+100 °C	P 1
8	+100 °C	+50 °C ÷ 100 °C	Adj	+100 °C	R 10
9	+150 °C	+100 °C ÷ +150 °C	Test	+150 °C	P 1
10	+150 °C	+100 °C ÷ +150 °C	Adj	+150 °C	R 11
11	0 °C	—10 °C ÷ 0 °C	Test	0 °C	P 1

L'ordine di montaggio è il seguente: come prima operazione si dispongono i terminali delle resistenze a forma di U e si introducano nella posizione corrispondente al valore della resistenza stessa; quindi i trimmer potenziometrici (accertarsi del valore corrispondente con un tester), i transistor e infine gli ancoraggi, dove verranno saldati i fili di collegamento al commutatore rotativo, al potenziometro ecc.

La basetta così ultimata, viene fissata sul retro del microamperometro e precisamente avvitata ai morsetti di uscita dello strumento (si consiglia di stagnare la parte ramata del C.S. che va a contatto del morsetto).

Il commutatore rotativo, il potenziometro, le boccole d'uscita per lo NTC, i deviatori a cursore e il microamperometro, vanno montati sul pannello frontale come mostra la fig. 5; il porta pile è rivettato nella custodia.

La fig. 4 mostra il commutatore rotativo S1 sezionato; in tale modo sono visibili i punti di ancoraggio richiamati sulla serigrafia della piastra circuito stampato.

Nota di montaggio

Nel cartoncino dell'UK/410 è contenuta la tracciatura della scala in gradi centigradi la quale verrà sovrapposta e incollata a quella del microamperometro. Inoltre contiene una dima di foratura per pannello comandi. Per il pannello comandi e il contenitore, si consiglia di usare la custodia tipo G.B.C. Keystone O/0946-00 completa di coperchio. La dima di foratura, incollata sul coperchio, può servire da serigrafia. Il microamperometro è da 100 μA tipo G.B.C. TS/0560-00.

Applicazioni

L'impiego che può avere il Termometro elettronico è vasto. Citiamo alcuni esempi: nel campo costruttivo elettronico è utilissimo per controllare la temperatura dissipata dei transistori di uno stadio finale di potenza, prima che questi si danneggino per aver superato le caratteristiche limite di dissipazione. Nel campo chimico, per il controllo di più recipienti contenenti sostanze o liquidi a differenti temperature, in quanto l'indicazione è rapida, consentita appunto dall'elemento sensibile NTC. Misura della temperatura ambiente di ogni locale nel proprio appartamento, e la nota più curiosa, è quella di sapere a che temperatura si trova il palmo di una mano o la punta del naso o qualsiasi parte del corpo. Altre applicazioni sono lasciate alla fantasia e all'ingegno.

Fig. 3 - Disposizione dei componenti sulla piastra a circuito stampato.

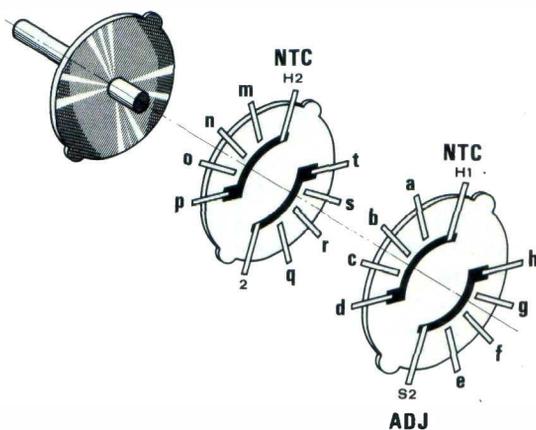



Fig. 4 - Vista in sezione del commutatore rotativo S1.

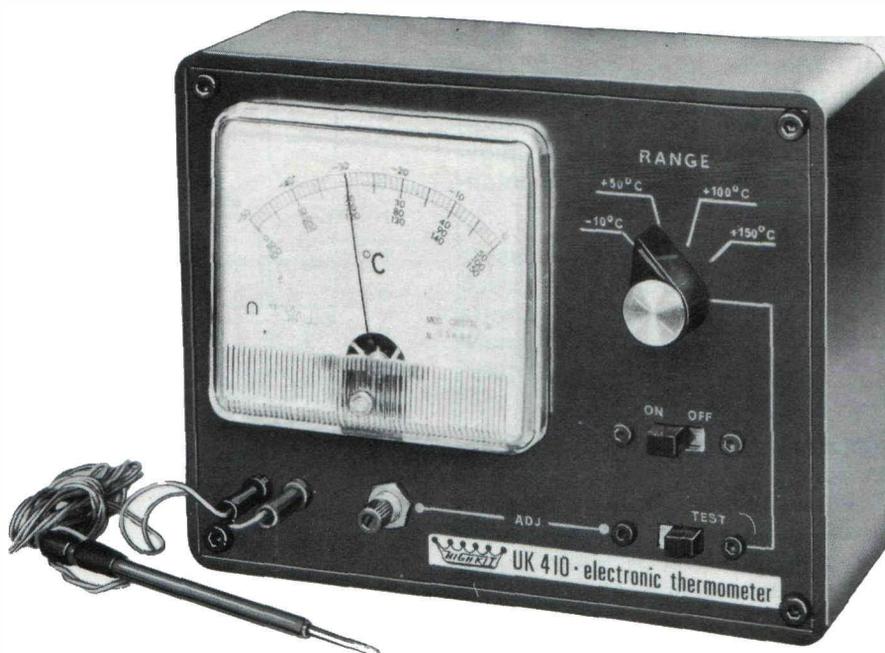



Fig. 5 - Vista del pannello frontale del termometro elettronico.

ELENCO DEI COMPONENTI

N°		DESCRIZIONE			
4	R1-18-22-23	Resist.	4,7 kΩ	1/3 W ± 5%	
1	R2	Resist.	10 kΩ	1/3 W ± 5%	
2	R3-16	Resist.	5,6 kΩ	1/3 W ± 5%	
3	R4-5-21	Resist.	2,2 kΩ	1/3 W ± 5%	
2	R6-20	Resist.	1,8 kΩ	1/3 W ± 5%	
2	R7-26	Resist.	1 kΩ	1/3 W ± 5%	
1	R17	Resist.	820 Ω	1/3 W ± 5%	
1	R19	Resist.	3,3 kΩ	1/3 W ± 5%	
2	R24-25	Resist.	2,7 kΩ	1/3 W ± 5%	
1	R27	Resist.	1,6 kΩ	0,375 W ± 1%	
3	R13-14-15	Res. var.	1 kΩ	0,2 W	
2	R10-11	Res. var.	4,7 kΩ	0,2 W	
2	R9-12	Res. var.	10 kΩ	0,2 W	
1	R8	Res. var.	22 kΩ	0,2 W	
1	R28	Termistore E205CE/P47			
1	P1	Potenz. semifisso 4,7 kΩ			
1	CS	Circuito stampato			
1	S1	Comm. rot. 4 vie 4 pos. 2 sett.			
2	S1-S2	Deviatore a cursore			

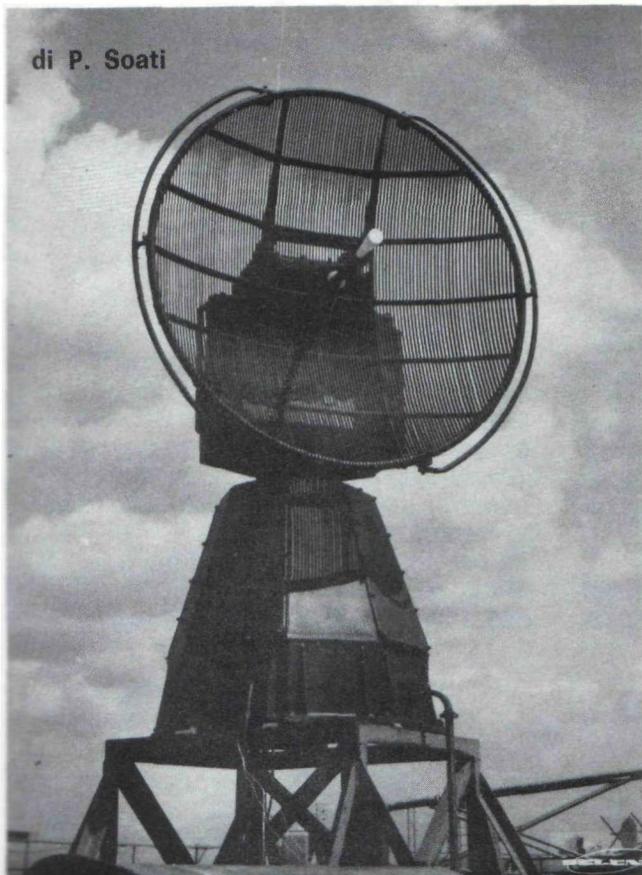
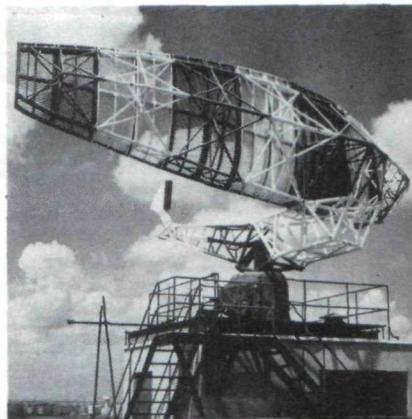
N°		DESCRIZIONE
1	H2	Boccola foro passante nera
1	H1	Boccola foro passante rossa
1	SP1	Spina a banana nera
1	SP2	Spina a banana rossa
1	PB	Porta pile 29×29×59
1		Manopola a indice
2	TR1-2	Transistore al silicio
21		Ancoraggio per CS
4		Vite 4 Ma × 6
4		Vite 3 Ma × 6
4		Dado ∅ 3 mm
2		Rivetto ∅ 3 × 6
—	50 cm	Trecciola grigio-nero
—	50 cm	Trecciola rosso-nero
—	50 cm	Trecciola rosso-bleu
—	50 cm	Trecciola giallo-bleu
—	50 cm	Trecciola grigio-rosa
—	50 cm	Trecciola verde-nero

Kit completo UK 410 - SM/1410-00

In confezione « Self-Service ».

Prezzo di listino L. 14.900

ELENCO MATERIALE CONSIGLIATO PER UK/410

1 Microamperometrò 100 μA	ICE	TS/0560-00
1 Pila 6 V 29×29×59	HELLESENS	II/0763-00
1 Custodia	Keystone	OO/0946-01

LE COMUNICAZIONI

STORIA DELLE COMUNICAZIONI A DISTANZA

V Puntata

Da che mondo è mondo, scriveva giustamente il professore Aroldo De Tivoli, **le onde elettromagnetiche sono sempre esistite. Oggi noi abbiamo imparato ad imitare la natura in questa singolare generazione e, mentre per produrre onde di grande lunghezza necessitiamo di attrezzature rilevanti, talora addirittura di complessi imponenti, come nel caso delle stazioni trasmittenti radiotelegrafiche e radiotelefoniche, per le onde brevi, in genere, ci è sufficiente sottoporre una materia ordinaria a particolari eccitazioni, quale ad esempio l'accensione di un fiammifero. Quel nostro progenitore che realizzò la prima fiammata era ben lungi dal sospettare che stava generando onde elettromagnetiche di breve lunghezza!**

È sufficiente questa affermazione per rendere evidente che non diciamo qualcosa di nuovo se precisiamo che per edificare la sua opera **Guglielmo Marconi** si valse degli studi e degli esperimenti dei suoi precursori. Si tratta di una prassi che è comune a qualsiasi settore della scienza.

Fra coloro le cui opere ebbero notevole influenza su Marconi, oltre a Maxwell, di cui abbiamo già parlato nel capitolo precedente, si deve segnalare Heinrich Rudolph Hertz, laureato in fisica e già allie-

vo del Kirchoff, autore quest'ultimo di numerosi trattati sull'elettricità e di alcune famose leggi.

Hertz nacque ad Amburgo il 22 febbraio 1857 e morì a Bonn il 1° gennaio 1894. La sua fama è dovuta agli studi ed alle esperienze condotte sulla propagazione delle onde em, che da lui hanno preso il nome di **onde hertziane.**

Egli infatti, nel 1877, dopo aver studiato a lungo le teorie elettromagnetiche del Maxwell, dimostrava la possibilità di ottenere la propagazione delle onde em prodotte da circuiti oscillanti elementari le cui scariche ad altissima frequenza, interrotte periodicamente, erano captate, ad una certa distanza, da altri circuiti risonanti simili ai primi.

La descrizione delle scoperte alle quali è legato il nome di Hertz furono pubblicate prima negli ANALEN DER PHYSIK e successivamente furono raggruppate nelle CARTE MISCELLANEE.

Fig. 1 - E.R. Hertz.

Al nome di questo illustre scienziato è stata dedicata l'unità di misura della frequenza, cioè **l'Hertz** (ossia il ciclo, o periodo, al secondo).

L'opera di Hertz fu continuata da altri fisici fra i quali brillò l'italiano **Augusto Righi,** nato a Bologna nel 1850 e morto nel 1921, che dimostrò, fra l'altro, come le onde em fossero soggette alle stesse leggi proprie delle onde luminose.

Il Righi, che insegnò all'Università di Bologna, fu giudicato uno fra i più grandi fisici del secolo scorso. I suoi esperimenti sull'ottica, sul magnetismo e sull'elettricità, brillarono per la loro originalità, chiarezza e precisione e sono da ritenere il punto di partenza di nuove importanti teorie.

Per produrre delle oscillazioni elettriche il Righi fece ricorso ad un eccitatore a tre scintille costituito da due sfere uguali aventi un diametro appropriato alla lunghezza d'onda della oscillazione che si desiderava ottenere. Queste sfere erano immerse per metà in un recipiente costruito con materiale isolante e riempito di olio di vaselina. Alle estremità delle sfere erano collocate, centrate con esse, altre due sfere di diametro più piccolo e collegate ad una macchina ad induzione. Quando la differenza di potenziale raggiungeva un determinato valore, fra le due sfere esterne e quelle centrali scoccavano due scintille lunghe qualche centimetro ed una scintilla minore, lunga uno o due millimetri, fra le sfere maggiori immerse nell'olio di parafina. Quest'ultima era la scintilla che dava luogo alle oscillazioni elettriche.

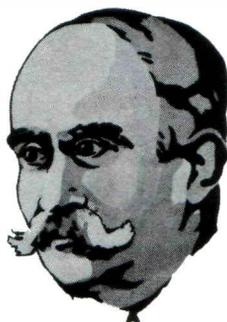



Fig. 2 - Lo scienziato Augusto Righi.

Le onde ottenute dal Righi mediante l'uso dei suddetti oscillatori apparteneo-

vano alla gamma delle microonde e talune avevano la lunghezza di 25 millimetri!

Il fisico serbo **Nikola Tesla** (1857-1943), che aveva già industrializzato il motore a campo magnetico rotante, costruì il primo esemplare di un generatore a radiofrequenza avente una notevole potenza. Egli fece uso di un generatore a corrente alternata il cui potenziale veniva aumentato mediante un trasformatore al quale seguivano un condensatore di notevole capacità ed un altro trasformatore, che in seguito venne chiamato BOBINA DI TESLA. Questo complesso era capace di generare delle oscillazioni aventi una frequenza piuttosto elevata ed una potenza molto superiore a quella che si otteneva comunemente.

Egli fece pure uso di un **Rocchetto di Rumkorff** (inventato dallo scienziato omonimo, nato nel 1803 e morto nel 1877) in

Fig. 3 - Il coherer a limatura del prof. T. Calzecchi - Onesti.

sostituzione della sorgente a corrente alternata ed al relativo trasformatore elevatore di tensione.

Il Tesla, pur realizzando in pratica un vero e proprio trasmettitore di onde em, non ebbe l'acume di tentare la costruzione del circuito rivelatore delle onde così generate e di conseguenza perdette la possibilità, che aveva veramente a portata di mano, di essere dichiarato lo scopritore della radio! Egli si dedicò, in modo veramente profondo, anche allo studio delle correnti ad alta frequenza per applicazioni mediche.

Frattanto l'italiano **Temistocle Calzecchi-Onesti,** (1853-1922), professore di fisica ed insegnante al liceo Beccaria di Milano, aveva notato la proprietà che possedevano le polveri e la limatura di ferro di abbassare notevolmente la loro resistenza elettrica qualora nelle vicinanze fosse stata fatta scoccare una scintilla. Egli notò pure che queste polveri ritornavano nelle condizioni di resistività primitive qualora il tubetto che le conteneva fosse stato scosso. Da questa constatazione nasceva così il primo rivelatore di onde elettromagnetiche.

Il fisico francese **Edoard Branly,** nato ad Amiens il 23 ottobre 1844, modificò sensibilmente il rivelatore del Calzecchi, osservando fra l'altro che per produrre il cam-

Fig. 4 - Il coherer realizzato dal francese dott. Oudin.

biamento della conducibilità della limatura ferrosa non era necessario che la scintilla scoccasse nelle immediate vicinanze del tubetto, ma che il fenomeno si produceva anche nel caso in cui la scintilla si manifestasse a distanze più rilevanti.

Anche **Oliver Lodge** lavorò, inconsapevolmente, a favore di Marconi. Egli notò infatti una circostanza che era sfuggita tanto al Calzecchi-Onesti quanto al Branly, e cioè che il cambiamento della conduci-

Fig. 5 - POPOV ALEXANDR STEPHANOVICH (16 Marzo 1859 - 13 Gennaio 1906) scienziato russo.

bilità della limatura contenuta nel tubetto era dovuto all'azione delle onde em prodotte dalle scintille. Inoltre il Lodge fu il primo che chiamò il tubetto del Calzecchi con il nome di **Coherer**, che significa **Coesore.**

ALEXANDER STEPHANOVICH POPOV

Evidentemente non si può parlare della scoperta della radio ignorando la polemica, circa la priorità di detta scoperta (sorta fra Popov e Marconi e non dovuta a loro iniziativa ma bensì a quella dei relativi sostenitori), dato che l'Unione Sovietica considera il primo come il solo progenitore della radiotelegrafia.

Se è pur vero che l'importanza di una qualsiasi invenzione o scoperta, dipende dall'utilità che essa può avere nei confronti dell'umanità, ci sembra che possa essere del massimo interesse fare uno scrupoloso esame dei motivi che a tale polemica hanno dato origine, tanto per cercare di conciliare i due punti di vista quanto per eliminare le immancabili inesatte interpretazioni che sovente mirano a suscitare in molti profani una diminuzione della fama dell'uno o dell'altro dei due scienziati.

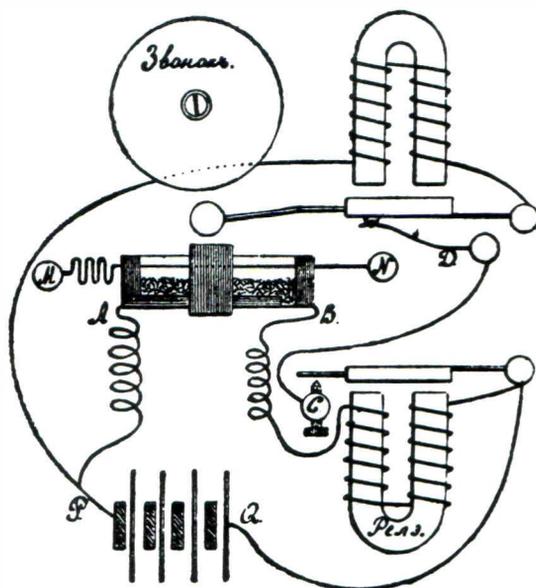
Fig. 6 - Schizzo del primo radioricevitore del mondo inventato da A.S. POPOV nel 1895. Lo schizzo è stato eseguito di propria mano dall'inventore in una lettera inviata a F.J. Kapustin. La versione stampata sulla rivista dell'Associazione Fisico-Chimica russa è visibile in fig. 7.

Фиг. 2.

Fig. 7 - Schema dell'apparecchio per la rivelazione e la registrazione delle oscillazioni elettriche di POPOV, anno 1895.

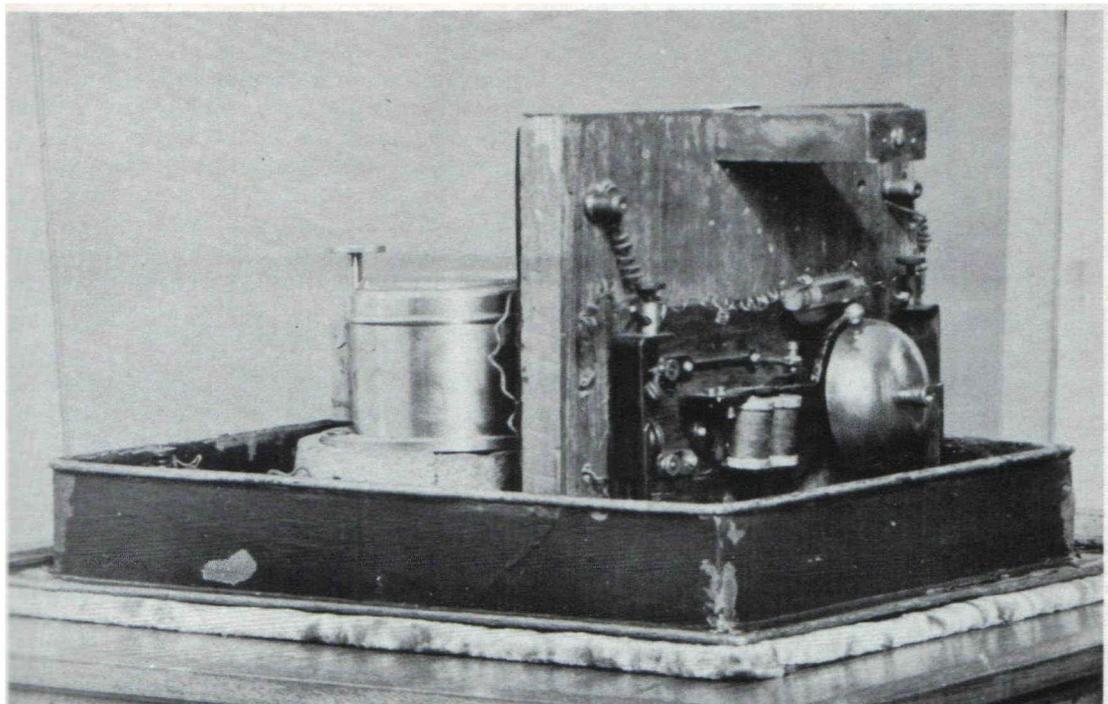



Fig. 8 - **Sopra:** Apparecchio ricevente di A.S. POPOV, anno 1895 (l'esemplare autentico è conservato presso il Museo Centrale del collegamento dedicato allo scienziato russo). **Fig. 9 - Sotto:** Apparecchio per la rivelazione e la registrazione delle oscillazioni elettriche atmosferiche del POPOV (estate 1896).

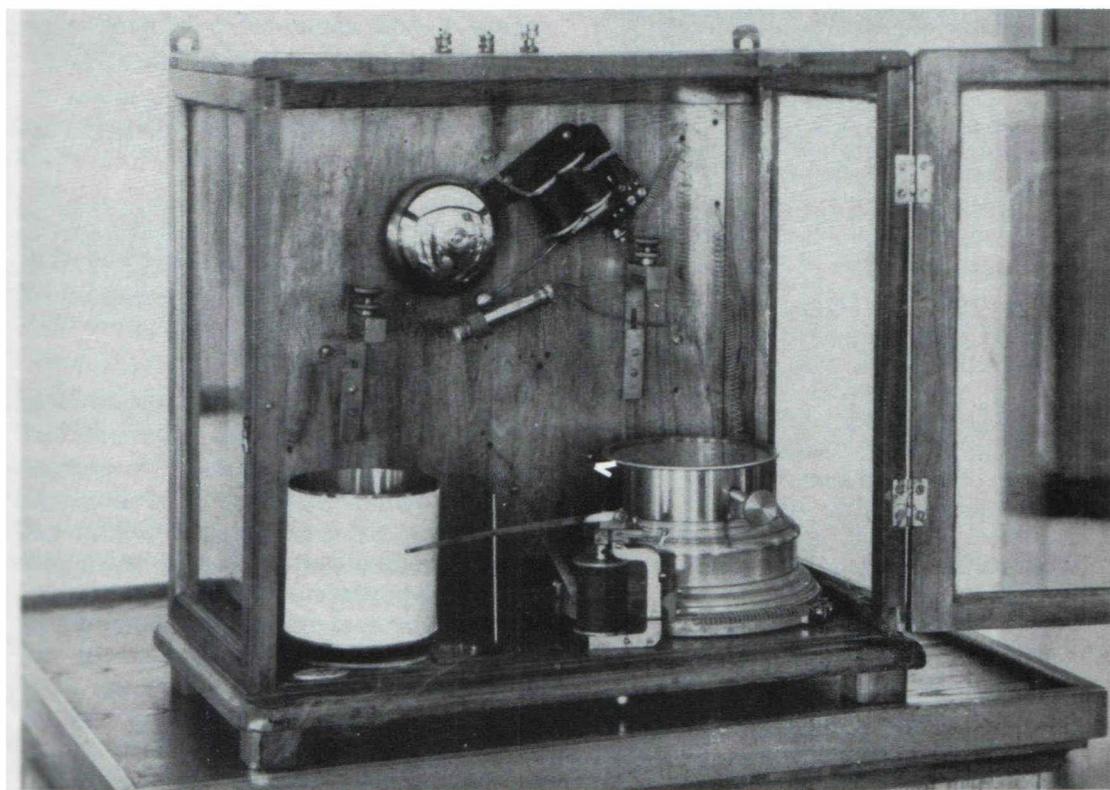
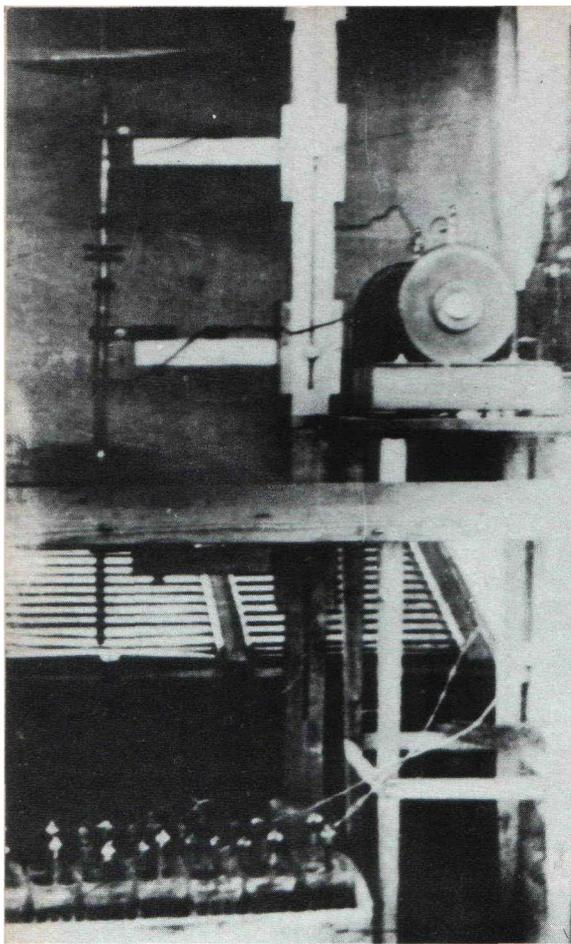



Fig. 10 - Apparecchio trasmittente del POPOV (1897) installato a bordo della nave trasporto « EUROPA » e usata per esperimenti fra le varie unità della flotta russa nel 1897.

ALEXANDER STEPHANOVIC POPOV, nacque in un villaggio degli Urali nel 1859 e morì il 13 gennaio 1906. Egli terminò gli studi all'Università di Pietroburgo dove aveva ricevuto anche una buona preparazione pratica. Dedicandosi all'insegnamento, passava buona parte del tempo libero a studiare profondamente i fenomeni elettrici tanto è vero che, allo scopo di perfezionarsi maggiormente nel campo dell'elettrotecnica, andò a prestare la sua opera come dirigente, presso la centrale elettrica di Nijni-Novogorod.

Il Popov acquistò una notevole esperienza che gli consentì di specializzarsi anche nell'insegnamento relativo alle costruzioni delle centrali elettriche.

Ben presto il Popov orientò la sua attenzione sui lavori di Hertz, studiandone accuratamente le sue teorie e sperimentandone gli apparecchi. In seguito realizzò un dispositivo con il quale, durante numerose prove eseguite in compagnia del suo aiutante Repkin, potè ricevere onde elettriche naturali, cioè di origine atmosferica, anche a distanza di alcuni chilometri. Il ricevitore che registrava queste onde fu chiamato, per l'appunto, INDICATORE DI TEMPORALI.

Durante l'esecuzione delle suddette prove il Popov constatò che se univa un filo conduttore, sospeso in aria, al ricevitore le onde elettromagnetiche naturali potevano essere ricevute a maggiori distanze, e con notevole intensità. **Quel filo rappresentava indubbiamente il primo tipo di antenna che sia stato usato dall'uomo.**

Il 27 aprile 1895 **(cioè il 7 maggio secondo il nuovo calendario)**, come conferma in RUSSKAJA TEXNIKA il professore V. V. Danilevskji (edito a Leningrado nel 1948 da GAZETNO JURNALNOE I KNIJNOE IZDATELSTVO), Popov presentò pubblicamente il suo apparecchio all'assemblea della SOCIETÀ DELLE SCIENZE FISICHE E CHIMICHE.

Il professore Danilevskii afferma testualmente:

« Durante gli esperimenti A.S. Popov osservò che il raggio di azione del suo ricevitore aumentava fortemente collegandovi un conduttore libero. Egli unì il primo ricevitore alla prima antenna.

Il 27 Aprile 1895 Alexander Stephanovic Popov dette pubblica dimostrazione del suo strumento alla seduta della società russa di chimica e fisica. Generalizzando nella sua relazione i risultati delle esperienze, Popov disse: in conclusione posso esprimere la speranza che il mio strumento, dopo che sarà stato ulteriormente perfezionato, potrà essere usato per la trasmissione a distanza dei segnali per mezzo di oscillazioni elettriche veloci, non appena si sarà trovata una fonte di tali oscillazioni, dotata di energia sufficiente ».

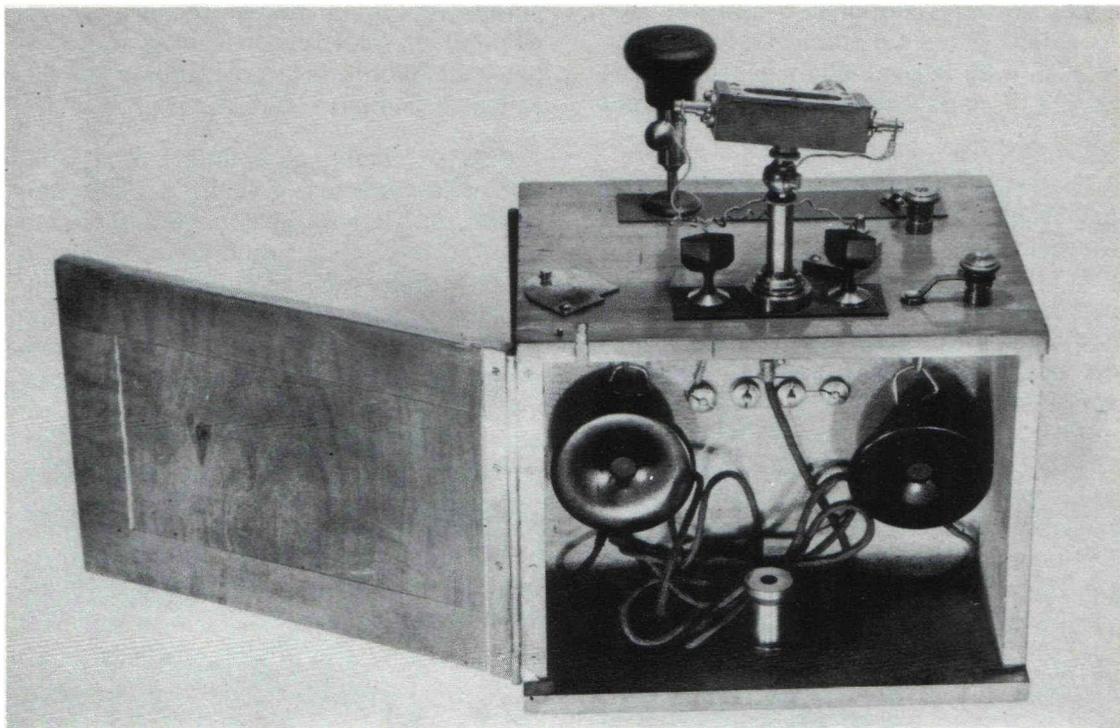



Fig. 11 - Apparecchio ricevente radiotelegrafico realizzato nell'anno 1899 da POPOV e dal Dukrete (brevetto russo 6066 del 14 Giugno 1899, brevetto francese 296354 del 22 Gennaio 1900, brevetto inglese 2797 del 12 Febbraio 1900).

Nell'estate del 1895 l'indicatore di Popov venne provato con successo da Ljuboslavski, presso l'osservatorio meteorologico dell'Istituto Liesnoi di Pietroburgo.

Nello stesso anno il Popov applicava al suo apparecchio un sistema di registrazione simile a quello usato per la ricezione dei segnali telegrafici.

Nell'ENCICLOPEDIA SOVIETICA, nella quale sono confermate le suddette affermazioni, si dichiara pure che:

« Popov il 24 maggio 1896, all'assemblea della Società delle Scienze Fisiche e Chimiche, dimostrò come il suo apparecchio, unito ad un altro apparecchio simile a quello usato per il telegrafo, poteva trasmettere e ricevere dei segnali tramite le

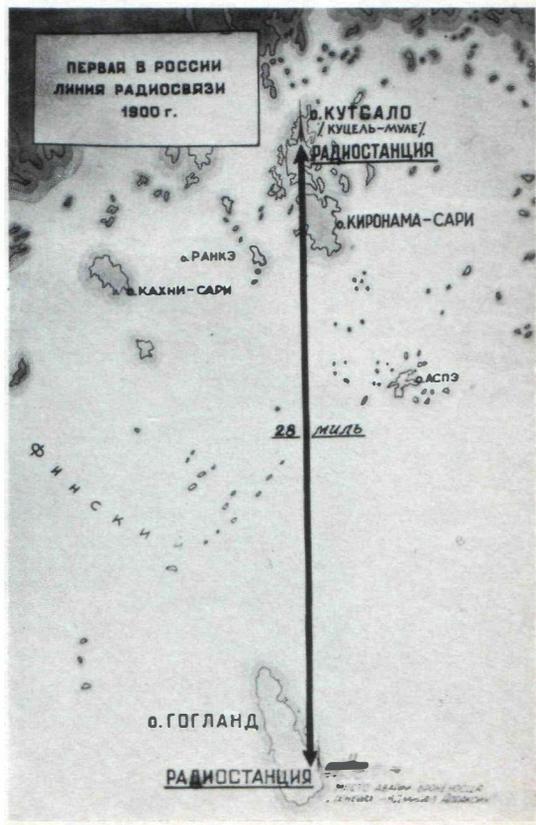



Fig. 12 - Carta illustrante un radio collegamento avvenuto nel 1900 fra l'isola di Kotka e l'isola di Gogland, nel golfo di Finlandia, dove si trovava in avaria la corrazzata « AMMIRAGLIO APRKSIN ».

onde elettromagnetiche, e che nel 1897 fece delle prove sul mare, riuscendo a comunicare fra la riva ed una nave e fra due navi, a distanze comprese fra 3 e 5 chilometri. »

Da quanto abbiamo sopra esposto a noi sembra, senza voler togliere alcuna gloria a questo grande scienziato, che al Popov si possa attribuire il merito di aver usato per primo un sistema ricevente adatto alla ricezione delle onde elettromagnetiche naturali (cioè provocate da agenti atmosferici), o di quelle che in un tempo successivo fossero inviate nello spazio ad opera dell'uomo, e, fatto ancor più importante, che egli per primo abbia messo in evidenza l'utilità dell'uso dell'antenna per migliorare le condizioni di ricezione, ma che non gli si possa dare il merito di aver usato per primo, contemporaneamente, un trasmettitore ed un ricevitore, in modo da consentire lo scambio immediato di comunicazioni a distanza fra gli uomini.

Bisogna comunque ammettere che, più che nella polemica, il valore sublime dell'opera del Popov deve essere ricercato nel fatto che i suoi studi avevano come scopo il progresso scientifico dell'umanità, tanto è vero che, con il solito disinteresse che caratterizza gli autentici studiosi, egli in un primo tempo rifiutò di brevettare la sua invenzione, cosa che gli sarebbe stato possibile per quanto concerneva il ricevitore ed il sistema captatore dei segnali, cioè l'antenna.

I primi brevetti, dietro insistenza di organi interessati russi, il Popov li richiese soltanto nell'anno 1899.

Fig. 13 - Altro tipo di apparecchio ricevente POPOV-DUKRETE dell'anno 1900.

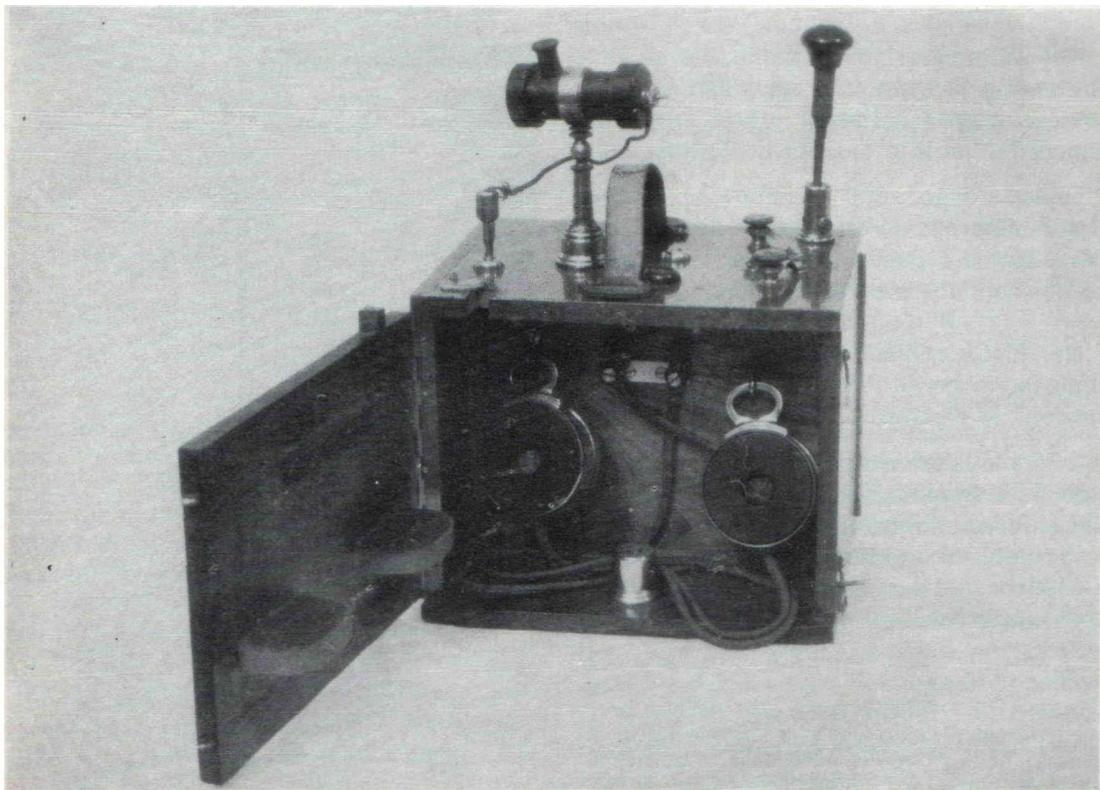
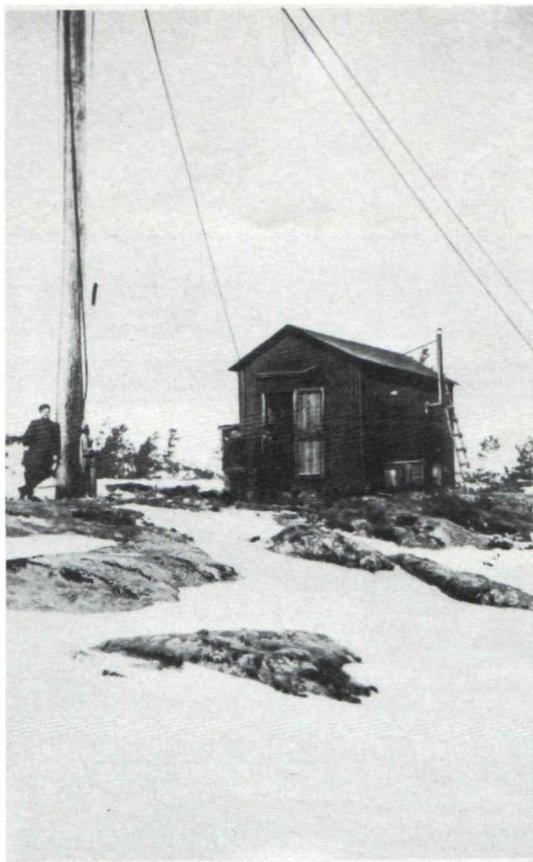



Fig. 14 - Stazione radio installata da POPOV nel 1900 nell'isola Gogland.

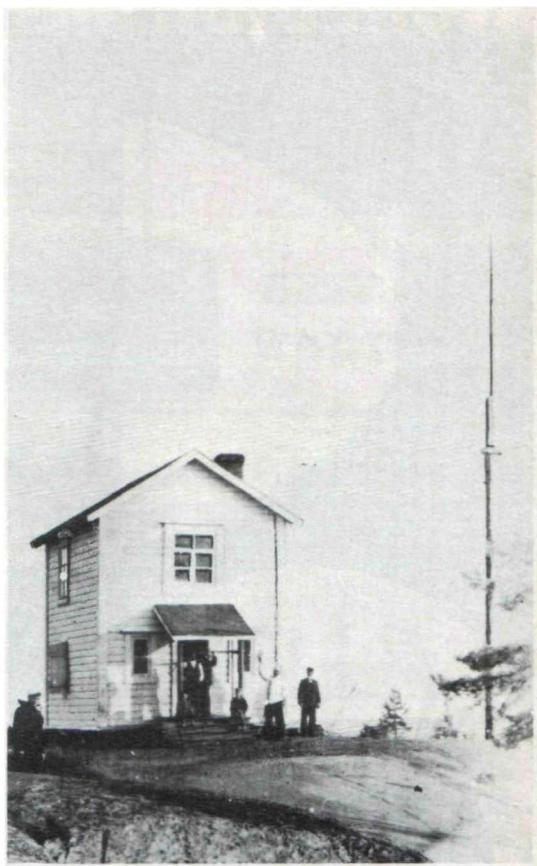



Fig. 15 - Stazione radio installata da POPOV nel 1900 nell'isola di Kutsalo (Kotka).

Su questo argomento Luigi Solari, il cui nome è strettamente legato all'opera di Marconi, scrive in una sua memoria, pubblicata in relazione ad un viaggio compiuto in Russia a bordo dell'incrociatore italiano « Carlo Alberto » e sul quale ci dilungheremo in seguito, quanto segue:

« Marconi ed io eravamo presso il barcarizzo della Carlo Alberto a ricevere il professore Popov che, salito a bordo, pronunciò queste parole: DESIDERO SALUTARE IL PADRE DELLA RADIOTELEGRAFIA. Marconi gli strinse la mano molto cordialmente e lo condusse nella cabina dell'ammiraglio, chiedendogli notizie circa i suoi esperimenti.

Popov ricordò di aver effettuato delle esperienze già nel 1895 per la ricezione di scariche atmosferiche ».

Anche il VALLAURI, facendo la cronistoria dell'invenzione della radio e parlando delle onde elettromagnetiche, accenna al fatto che: « **... le loro proprietà erano state dimostrate dal Righi e che Popov aveva già associato, per scopi meteorologici, il coherer del nostro Calzecchi con un'antenna...** ».

Dobbiamo comunque rilevare che se la polemica Marconi-Popov aveva almeno delle buone premesse per sussistere, non pochi furono invece gli speculatori che, dopo le scoperte effettuate da questi scienziati, con affermazioni prive di qualsiasi fondamento vantarono dei diritti di priorità sulla scoperta stessa, come ad esempio un certo Turpin, francese, il quale asseriva di aver attuato il primo collegamento radiotelegrafico fin dal 1894!

(continua)

INCREDIBILMENTE VERO!!!

beomaster 900 K

za/0685-02

beogram 1000-Vf

ra/0340-00 *

Giradischi stereo

4 velocità
Braccio in lega leggera bilanciato
Pressione d'appoggio regolabile da 0 ÷ 4 g
Corredato di cartuccia stereo tipo SP7
Preamplificatore incorporato
Risposta di frequenza: 20 ÷ 20.000 Hz
Uscita a 1 kHz: 0,5 V
Distorsione: > 0,5 %
Alimentazione: 220 V - 50 Hz

*oppure: **ra/0594-00**
ra/0966-00
ra/0720-00

Amplificatore-sintonizzatore stereo AM/FM

Interamente transistorizzato. Munito di due altoparlanti. Ingressi per registratore e giradischi. Indicatore automatico di sintonia ed AFC. Decoder stereo incorporato.

Sezione Amplificatore

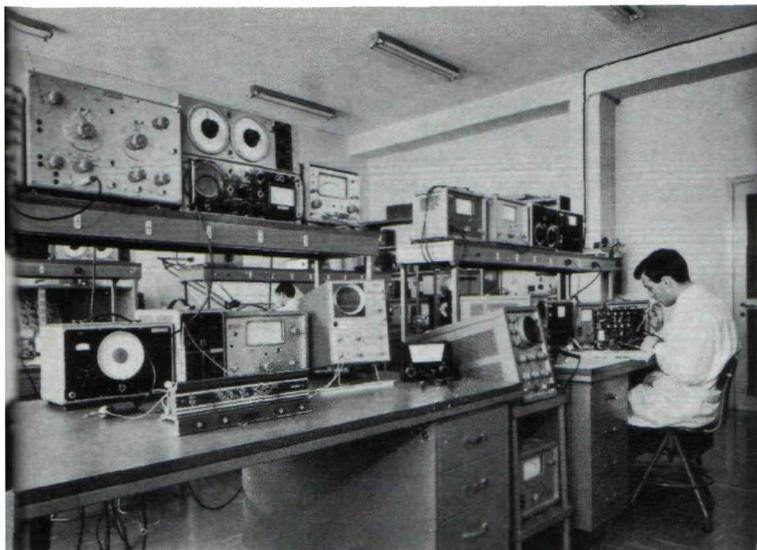
Potenza d'uscita musicale per canale: 8 W
Risposta di frequenza: 60 ÷ 15.000 Hz
Sensibilità: 500 mV
Distorsione armonica: 1 %
Impedenza: 3-5 Ω

Sezione Sintonizzatore

Entrata d'antenna: 75 Ω

Gamma di frequenza:		
FM	88 ÷ 108	MHz
OC	1.550 ÷ 4.000	kHz
OM	520 ÷ 1.600	kHz
OL	147 ÷ 320	kHz

Risposta di frequenza: 60 ÷ 15.000 Hz
Distorsione armonica: 1 %
Alimentazione: 220 ÷ 240 V

COMPLESSO DI CLASSE A SOLE 149.000 LIRE

SERVIZIO RADIO-TV

a cura di P. Soati

CONTROLLO DELLA SELETTIVITÀ DEI RADIORICEVITORI

Abbiamo già parlato diffusamente di alcune fra le principali caratteristiche che contraddistinguono i radioricevitori, quali la sensibilità e la selettività, analizzando alcuni particolari che potevano essere utili più ai costruttori che ai radioriparatori.

Adesso ci intratterremo invece sui metodi che dovranno essere seguiti per effettuare il controllo di queste importanti caratteristiche, una operazione questa che sovente è trascurata per il semplice motivo che non tutti i tecnici sono in grado di eseguirla.

I controlli della sensibilità della selettività e della fedeltà di un radioricevitore fanno parte delle cognizioni tecniche che un radioriparatore deve conoscere alla perfezione, essendo essi i soli che consentano di stabilire se un ricevitore si trovi nelle condizioni di efficienza richieste al fine di rispondere alle esigenze che deve assolvere.

Infatti se il controllo preliminare delle suddette caratteristiche, ed in particolare il controllo della sensibilità, è utilissimo al fine di individuare le cause della mancanza di resa in generale e per stabilirne l'origine, al termine di una radioriparazione, specialmente nel caso essa abbia interessato i circuiti di alta e di media frequenza, è da considerare indispensabile per constatare se il ricevitore è stato riparato in modo perfetto ed il suo grado di efficienza corrisponda a quello previsto dal costruttore.

La sensibilità di un ricevitore è definita **dal valore minimo del segnale che occorre applicare al circuito di ingresso del ricevitore per ottenere in uscita, con il potenziometro di volume tenuto al massimo, una prestabilita potenza di uscita.**

Si tratta perciò di un fattore della massima importanza che consente di avere delle indicazioni molto precise circa la minima intensità del segnale che il ricevitore può rendere percepibile.

A questo proposito è opportuno ricordare che un ricevitore viene definito più sensibile di un altro quando permette di ricevere segnali più deboli. Ad esempio **un ricevitore per il quale sia denunciata dal costruttore una sensibilità di 70 µV evidentemente è meno sensibile di un altro la cui sensibilità sia dell'ordine dei 40 µV.**

Insistiamo su questo particolare, che ai più sembrerà lapalissiano, per il fatto che non sono pochi coloro che ritengono che la sensibilità di un ricevitore sia tanto più elevata quanto maggiore è il valore numerico in microvolt della sensibilità stessa, espresso dal costruttore. Si ritiene a torto che, ad esempio, il ricevitore la cui sensibilità è di 70 µV sia più sensibile di quello avente il valore di 40 µV, per il solo fatto che 70 è numericamente superiore a 40, mentre, per le ragioni che abbiamo dette più sopra, è vero il contrario.

Le norme internazionali fissano la potenza di uscita standard, per la misura assoluta di sensibilità, in 50 milliwatt, valore questo che in un ambiente di medie dimensioni consente di ottenere una ricezione perfettamente intelligibile. I segnali di entrata, pure essi standard, dovranno avere la frequenza di 400 Hz ed essere modulati in ampiezza con una profondità del 30%. (In certi casi l'uscita standard è fissata a 500 milliwatt).

Il controllo della sensibilità generalmente è eseguito portando i dati rilevati su di un grafico nella cui ascisse sono riportati i valori delle frequenze in kHz od in MHz, a seconda che il controllo sia stato eseguito sulle gamme delle onde lunghe, medie o sulle gamme delle onde corte, mentre sulle ordinate, in scala logaritmica, è indicata la corrispondente intensità del segnale in microvolt (µV).

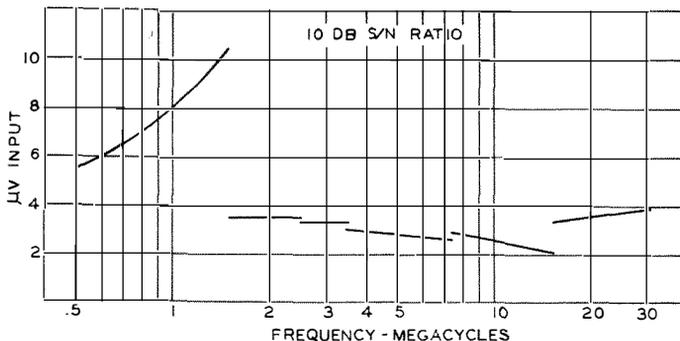



Fig. 1 - Curva di sensibilità del ricevitore professionale Collins 51-J-4.

Un ricevitore ideale dovrebbe dare come risultante una curva di sensibilità perfettamente parallela all'asse delle ascisse la qualcosa significherebbe che la sua sensibilità è perfettamente uniforme per tutta l'estensione della gamma. Ciò naturalmente, anche per radioricevitori professionali di classe molto elevata, si verifica difficilmente. In fig. 1 è visibile a titolo di esempio la curva di sensibilità di un ricevitore professionale di alta classe quale è il COLLINS 51J-4.

In un ricevitore la tensione di uscita standard, che poi consente di risalire alla potenza standard, è data dalla relazione:

$$V_u = A.m.V_i$$

nella quale V_u corrisponde alla tensione di uscita, **A** indica l'amplificazione complessiva del ricevitore ed **m** la percentuale alla quale il segnale è modulato.

Da questa relazione si può osservare come il valore V_u, che è stabilito in precedenza (nel caso specifico V_u deve cor-

rispondere ad una potenza di uscita di 50 mW), e che dipende dalle caratteristiche del circuito finale di uscita e del relativo trasduttore acustico, è soggetto a variare in funzione tanto del valore V_i del segnale di entrata quanto di A, cioè del grado di amplificazione indispensabile affinchè il segnale sia udibile.

distorsione. Esistono diversi circuiti di CAS che sono adottati a seconda delle esigenze dei ricevitori ed in relazione ai servizi ai quali essi sono destinati.

Come abbiamo già precisato in altra occasione in un radioricevitore, unitamente al segnale utile, possono essere

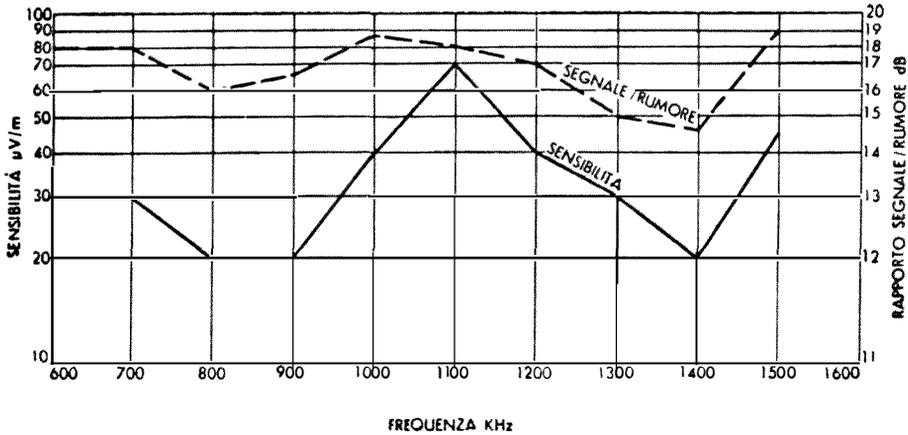



Fig. 2 - Andamento della sensibilità e del rapporto segnale/rumore in funzione della frequenza.

E' evidente perciò che in questo caso, desiderando mantenere costante la V_u, se il segnale aumenta occorre diminuire l'amplificazione A mentre se diminuisce occorre aumentarla.

Questo incarico in pratica è affidato al controllo automatico di sensibilità il quale agisce in modo da mantenere il più costante possibile la tensione di uscita V_u. Infatti le emissioni radioelettriche, come è noto, sono soggette a dei fenomeni di evanescenza, detti anche fading, che si manifestano sotto forma di variazioni, sovente irregolari, della intensità dei segnali, in ricezione, fenomeni ai quali si fa fronte mediante l'impiego del CAS.

Il controllo automatico di sensibilità che è noto con diverse sigle come ad es. CAS, controllo automatico di sensibilità, CAV controllo automatico di volume, AVC automatic volume control, etc., ha anche lo scopo di impedire che dei segnali troppo intensi possano produrre degli effetti di sovraccarico negli stadi di bassa frequenza che sarebbero causa di notevole

presenti dei rumori di fondo parassitari i quali naturalmente sono udibili in altoparlante e che a seconda della loro intensità possono rendere la modulazione anche scarsamente comprensibile o comunque essere fonte di un cattivo ascolto.

Nel valutare il grado di sensibilità di un ricevitore è perciò indispensabile tenere conto del livello di rumore (che non dovrebbe essere in nessun caso superiore a —40 dB) anch'esso presente nel trasduttore elettroacustico (altoparlante).

In considerazione di tale stato di cose è evidente come la sensibilità di un ricevitore possa essere espressa in modo migliore dalla seguente definizione: **la sensibilità di un ricevitore è definita dal valore minimo dell'intensità del segnale d'ingresso che è necessario in un radioricevitore per ottenere una potenza standard di uscita, per un dato rapporto segnale/disturbo.**

In fig. 2 riportiamo il grafico relativo all'andamento della sensibilità e del rapporto segnale/disturbo, che viene normal-

mente indicato in dB, in funzione della frequenza, per un ricevitore a sette transistor per onde medie.

Non riteniamo sia il caso di intrattenerci a lungo su questo argomento che abbiamo già trattato ampiamente nel N. 8/1968 della rivista.

per quei ricevitori per i quali è prevista l'uscita standard in tale valore).

Per ogni frequenza controllata, sempre per un'uscita costante del ricevitore, si leggerà sullo strumento del generatore di segnali la tensione in microvolt che è stata inviata al ricevitore, valore questo

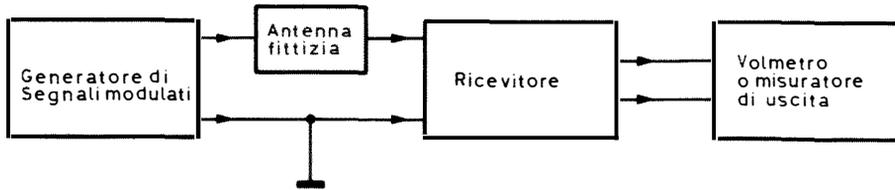



Fig. 3 - Disposizione degli strumenti per la misura della sensibilità.

che sarà segnato, eventualmente, sul grafico, in corrispondenza alla frequenza in questione.

Piuttosto, quale aggiornamento alla materia trattata nel succitato numero, possiamo aggiungere che attualmente sono in corso delle proposte di modifica alle norme relative al controllo della sensibilità dei ricevitori, specialmente per gli esemplari destinati alla ricezione delle frequenze più elevate. Infatti si vorrebbe adottare un nuovo metodo che prende il nome di SINAD, nel quale si terrebbe conto dell'intensità del segnale, del rumore, del rapporto distorsione-rumore e della distorsione.

Lo schema classico secondo il quale dovranno essere eseguiti i collegamenti fra i vari strumenti ed il ricevitore allo scopo di rilevare la curva di sensibilità di quest'ultimo è riportato in fig. 3.

Il segnale proveniente dal generatore dovrà essere applicato all'ingresso del ricevitore tramite un'antenna fittizia del tipo indicato a pag. 1502, fig. 1, rivista N. 8. Detto segnale dovrà essere modulato da una frequenza a 400 Hz avente una profondità del 30%.

Il generatore sarà accordato successivamente sulle frequenze di prova prestabilite per le gamme d'onda delle quali si desidera misurare la sensibilità. I ritocchi dell'uscita del generatore si effettueranno agendo sull'attenuatore in modo da mantenere costante l'uscita del ricevitore sul valore di 50 milliwatt (o di 500 mW

Evidentemente nel caso di ricevitori destinati ai servizi di radiodiffusione, il cui controllo della sensibilità faccia seguito ad una radioriparazione, non è necessario tracciare la curva rispetto ad un elevato numero di frequenze di ciascuna gamma. E' sufficiente, in questo caso, eseguire il controllo su un numero limitato di punti che potranno essere 150 e 250 kHz per la gamma delle onde lunghe, 550, 800, 1200 e 1550 per la gamma delle onde medie, ed un punto per ciascuna gamma di radiodiffusione delle onde corte.

L'uscita di un ricevitore è in genere riferita alla bobina mobile dell'altoparlante la quale dovrà essere sostituita da una resistenza di valore identico all'impedenza a 400 Hz della bobina stessa oppure da una resistenza di carico fittizio che potrà essere collegata al circuito anodico della valvola finale. Per eseguire il controllo della sensibilità si preferisce attenersi al primo metodo.

Indicando con R_m il valore della resistenza che sostituisce la bobina mobile e con R_i il valore della resistenza interna del misuratore di uscita, avremo che:

$$R = \frac{R_i \times R_m}{R_i + R_m}$$

Fig. 4 - Schema elettrico di un generatore di segnali AM e FM.

di conseguenza la potenza di uscita P_u, per una data tensione letta sul voltmetro di uscita, sarà data dalla seguente relazione:

$$P_u = \frac{V_u^2}{R}$$

Se il valore della resistenza interna dello strumento è molto elevato il valore di R in pratica può ritenersi uguale al valore di R_i, di modo che, stabilendo il rapporto che intercorre fra la potenza di uscita e letture effettuate sul voltmetro, si potranno eseguire delle misure dirette.

Naturalmente per i controlli più correnti è possibile servirsi del voltmetro o meglio ancora di un misuratore d'uscita tarato in dB, mediante il quale, sempre valendosi dell'uso del generatore di segnali, sarà possibile, al tecnico che abbia in materia un buon grado di preparazione, rendersi conto della sensibilità di un ricevitore e notare delle differenze troppo accentuate sulle diverse frequenze di ricezione prese in considerazione.

Il controllo della sensibilità, nei ricevitori normali, dovrà essere effettuato con il controllo manuale del volume sulla posizione di massimo mentre per ricevitori molto sensibili questo comando dovrà essere portato in una posizione tale per cui si sia certi di non sovraccaricare gli stadi di bassa frequenza.

La seguente tabella consente di stabilire la corrispondenza delle tensioni con il carico di uscita per una potenza standard di 50 mW:

Resistenza d'uscita Ω	Tensione d'uscita V efficaci
2,5	0,354
5,0	0,500
16,0	0,895
1750,0	9,35
3500,0	13,2
5000,0	15,8
7000,0	18,7

Misura indicativa del rapporto segnale/rumore di fondo

Una misura indicativa fra il segnale utile ed il rumore di fondo proprio del radioricevitore può essere eseguita, nelle varie gamme di ricezione, nel seguente modo:

a) togliere la modulazione dal generatore di segnali. In queste condizioni l'indice dello strumento indicatore, posto all'uscita del ricevitore, indicherà il livello del rumore di fondo proprio del ricevitore stesso (l'indice dello strumento dovrà indicare lo zero a ricevitore spento);

b) dividendo il valore in microvolt riscontrato durante le misure della sensibilità per il valore del rumore di fondo, riscontrate sulle stesse frequenze, si avrà il rapporto segnale/rumore ricercato.

Occorre ricordare che la sensibilità massima utile in un ricevitore, in microvolt e per la solita uscita a 50 mW, è quella per cui la potenza di fruscìo in uscita non supera il 10% della potenza del segnale utile. Ciò corrisponde ad un rapporto fra le tensioni di 3,16.

Un tecnico nel valutare la sensibilità di un ricevitore dovrà naturalmente tenere conto anche dei rumori esterni e che in talune località possono avere un livello abbastanza costante per lunghi periodi di tempo, come ad esempio i rumori dovuti alle linee ad alta tensione, ferroviarie, etc., e dovrà prendere tutti quei provvedimenti che gli consentano di rendere il più elevato possibile il rapporto segnale/disturbo.

Anche in questo caso è valida la regola che la ricezione di una emittente radiofonica risulta gradevole qualora i suoi segnali abbiano in ricezione una intensità almeno dieci volte superiore a quella dei disturbi. E' evidente che in un locale di abitazione si potrà fare uso, ad esempio, di un'antenna interna qualora questo rapporto sia rispettato. Così se una data località si rileva un disturbo avente un campo dell'ordine dei 8 μV, si potrà ammettere una buona ricezione per tutte

quelle stazioni il cui campo superi almeno i 70 μV.

In ordine alla loro sensibilità i ricevitori destinati alla ricezione delle stazioni ad onda lunga e onda media possono essere suddivisi in tre categorie distinte:

a) ricevitori la cui sensibilità è dell'ordine dei 20 μV e che di conseguenza, in assenza di disturbi locali, sono in grado di assicurare la ricezione di stazioni il cui campo sia estremamente debole;

b) ricevitori aventi la sensibilità compresa fra i 20 e i 100 μV, alla quale appartengono i ricevitori destinati alla radiodiffusione di classe media;

c) ricevitori la sui sensibilità è superiore ai 100 μV, sensibilità che è propria dei ricevitori comuni, destinati anche essi alla ricezione della radiodiffusione.

Anche i radioricevitori destinati alla ricezione delle sole onde corte possono essere suddivisi in un certo numero di categorie:

a) ricevitori aventi sensibilità inferiore ai 2 μV. Si tratta di ricevitori altamente professionali destinati ai servizi di radiocomunicazione a distanza, compresi quelli con i satelliti, di tipo commerciale o militare;

b) i ricevitori aventi sensibilità inferiore ai 10 μV. Si tratta sempre di ricevitori di tipo professionale destinati sempre ai servizi di radiocomunicazione commerciali o militari;

c) ricevitori la cui sensibilità è compresa fra i 10 ed i 50 μV, usati in taluni servizi commerciali, dai radioamatori e talvolta anche per la ricezione radiofonica;

d) ricevitori aventi la sensibilità superiore ai 50 μV generalmente destinati alla ricezione delle emittenti di radiodiffusione.

Mentre per tutti i suddetti tipi di ricevitori la ricezione radiofonica è possibile sempre per un rapporto segnale/rumore dell'ordine di 10, le emissioni telefoniche, per le quali è richiesta una larghezza di banda inferiore rispetto alla radiodiffusione, tale rapporto può scendere fino a 5 per ridursi a 3 nei confronti della ricezione radiotelegrafica.

Analizzeremo in seguito le modalità da seguire per il controllo della selettività e della fedeltà.

In fig. 4 riportiamo lo schema di un interessante generatore di segnali, realizzato dalla TES, il quale consente il controllo delle gamme delle onde lunghe, medie, corte e cortissime comprese fra 140 kHz e 45 MHz oltre a quelle normalmente destinate alla FM e che vanno da 85 a 110 MHz.

La precisione in frequenza è dell'ordine del ± 1% ed il segnale di uscita è regolabile da 0,1 μV a 0,1 V.

Questo generatore dispone di un attenuatore a cinque scatti, da 20 dB, tarato in μV, precisione entro 2 dB, e di un attenuatore lineare regolabile da 0 a 20 dB tarato in microvolt e con lettura diretta sullo strumento.

La modulazione in ampiezza avviene sulla frequenza di 400 Hz ± 5%, profondità regolabile da 0 al 50% con precisione entro ± 10%. La modulazione FM è invece effettuata alla frequenza di 1000 Hz ± 5% con deviazione regolabile da 0 a ± 50 kHz, con precisione della Δf entro il ± 20%.

Analizzando lo schema elettrico si può rilevare come questo generatore di segnali sia costituito da un alimentatore, da due oscillatori a bassa frequenza, uno a 400 Hz per la AM e l'altro a 1000 Hz per la FM, come abbiamo già detto, da un oscillatore a 6 gamme per le onde lunghe, medie e corte, da un oscillatore a due gamme per le frequenze VHF (destinate alla FM), da un circuito separatore catodico, da un modulatore AM (2° separatore), da un circuito modulatore FM costituito da diodi del tipo varicap, ed infine da un circuito livellatore della tensione di uscita a radio frequenza.

SCHEMI

Continuiamo in questo numero la pubblicazione di studi e progetti, con relativi schemi e descrizioni, per dimostrare le molteplici possibilità di applicazione dei circuiti a semiconduttori.

POSSIBILITÀ ED APPLICAZIONI DEI SEMICONDUTTORI

1 miscelatore B.F. a 6 canali

Il valore della resistenza di ingresso di un circuito a transistor BF può essere variato o con la scelta dello schema di inserzione del transistor cioè a emettitore comune a base comune o collettore comune, o mediante il circuito del transistore stesso come per esempio con resistenza di emettitore o altre controreazioni.

Questo vantaggio è utile specialmente per i prestadi poichè con ciò è possibile un adattamento alla resistenza interna delle sorgenti di segnale, oggi impiegate nella tecnica BF, che possono presentare valori fra 20 Ω e 1 MΩ.

Le sorgenti di segnale presentano un rapporto fra la tensione resa e la loro resistenza interna, infatti la tensione aumenta circa proporzionalmente con la resistenza interna, sorgenti equivalenti generano pertanto eguale potenza.

Un microfono dinamico, con una resistenza interna di 10 sino 100 ohm, dà per esempio una tensione di 0,1 sino 2 mV, fonorivelatori dinamici e magnetici con una resistenza interna di 500 Ω sino a 20 kΩ danno una tensione di 10 sino 15 mV mentre sorgenti ad alta impedenza come per esempio un fonorivelatore a cristallo, con una resistenza interna di 500 kΩ sino

a 1 MΩ, dando su un adatto amplificatore una tensione di 100 sino 500 mV.

Questo fatto viene preso in considerazione per l'amplificatore illustrato in fig. 2.

La reazione dell'emettitore del secondo stadio sulla base del primo stadio è dipendente dalla resistenza interna della sorgente di segnale collegata all'ingresso.

Tanto più piccola è la resistenza interna della sorgente, minore diventa l'effetto circa a quello che si otterrebbe impiegando una sorgente con piccola resistenza interna. Il diagramma di fig. 1 mostra l'andamento dell'amplificazione di tensione in funzione della resistenza del generatore.

Per ottenere una maggiore dinamica è stato scelto per l'amplificatore una proporzionata e maggiore tensione di alimentazione, raggiungendo una dinamica di 34 dB.

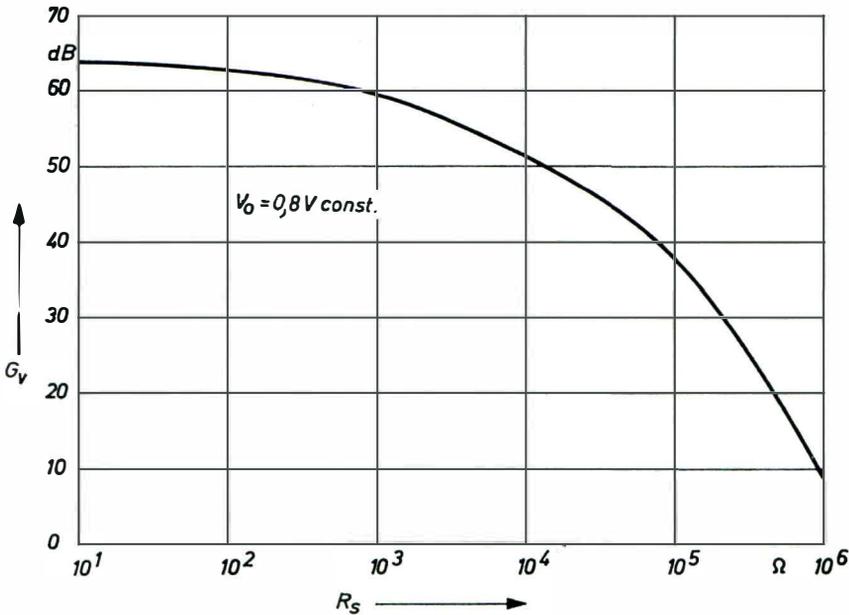



Fig. 1

della reazione poichè la tensione controreazionata viene cortocircuitata dalla sorgente di segnale. In questo caso si ottiene pertanto dall'amplificatore la maggiore amplificazione. Questo è importante poichè, come già menzionato, le sorgenti di segnale con piccola resistenza interna danno anche le più piccole tensioni.

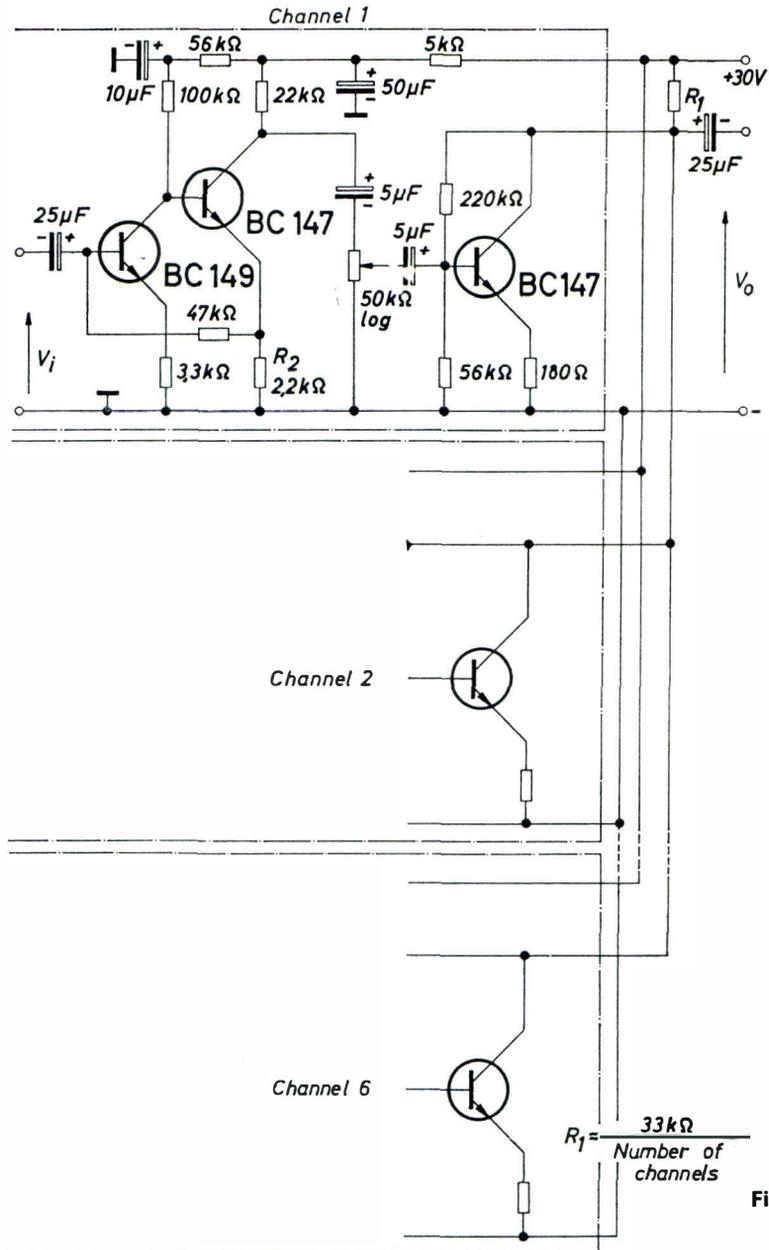
Nell'impiego di sorgenti ad alta resistenza interna avviene una più efficace controreazione e all'uscita dell'amplificatore nonostante la più elevata tensione di ingresso, si otterrà un segnale BF pari

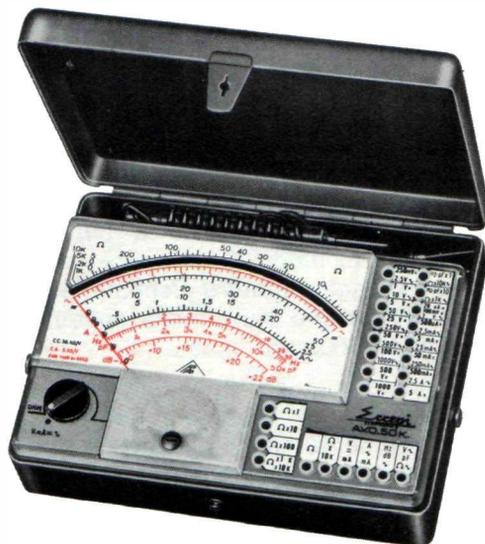
Il rapporto segnale disturbo con piccole resistenze interne della sorgente è il più sfavorevole e per questa ragione l'adattamento del transistor di ingresso è stato effettuato per un minimo rumore. La corrente di collettore del prestadio ammonta solo a 150 μA. Come indicato a figura 2 si possono collegare in parallelo sino a 6 canali e il valore della resistenza di uscita R_1 dipende dal numero dei canali collegati

$$\left(R_1 = \frac{33\ \text{k}\Omega}{\text{numero canali}} \right)$$

DATI TECNICI

Tensione di alimentazione	30 V
Corrente di esercizio per canale	1,5 mA
Amplificazione di tensione per canale (per una resistenza della sorgente di 10 Ω)	64 dB
Massima tensione di uscita (a frequenza 1 kHz, fattore di distorsione 10%)	3 V
Rapporto segnale disturbo (resistenza generatore 200 Ω, tensione di uscita 0,8 V)	53 dB
Dinamica (riferita a tensione di ingresso 0,6 mV e posizione del potenziometro per tensione di uscita costante 0,8 V)	34 dB
Campo di frequenza	10 Hz sino 68 kHz

Fig. 2

ANALIZZATORE ERREPI A.V.O. 50 K.

Sensibilità 50.000 ohm/volt

CARATTERISTICHE TECNICHE:

La Errepi dopo aver costruito (prima nel mondo) l'analizzatore tascabile mod. A.V.O. 40 K (40.000 ohm/volt) forte dell'esperienza acquisita è lieta, per soddisfare maggiormente le esigenze dei tecnici, di presentare ancora prima il suo nuovo ANALIZZATORE A.V.O. 50 K (50.000 ohm/volt) che per l'altissima sensibilità, mai raggiunta finora in un analizzatore tascabile, rappresenta una eccezionale novità nel campo degli strumenti elettrici di misura.

DESCRIZIONE:

1° Minimo ingombro mm 140 x 90 x 35 e peso grammi 350, un grande strumento dalle piccole dimensioni.
2° Quadrante di mm 140 x 90 interamente luminoso, protetto da pannello in cristallo antiurto con sfruttamento massimo dell'ampiezza visiva del quadrante.
3° Circuiti stampati portanti i vari componenti costruiti con materiali speciali ad altissimo isolamento.
4° Scatola di chiusura ed astuccio di protezione stampati in materiale antiurto ed infrangibile.
5° Assenza totale di commutatori rotanti e quindi eliminazione di falsi contatti dovuti all'usura ed a guasti meccanici.
6° Jack di contatto di concezione completamente nuova.
7° Resistenze di taratura speciali e di alta precisione.
8° Microamperometro da 20 microampere di alta classe, con equipaggio mobile montato su apposite sospensioni che lo preservano dagli urti e dalle vibrazioni.

CARATTERISTICHE TECNICHE:

Volt cc. (50.000 ohm/volt) 9 portate: 100 mV - 250 mV - 1 V - 5 V - 25 V - 50 V - 100 V - 500 V - 1000 V.
Amp. cc. 6 portate: 20 μA - 500 μA - 5 mA - 50 mA - 500 mA - 5 A.
Volt ca. (5.000 ohm/volt) 7 portate: 1 V - 2,5 V - 10 V - 50 V - 250 V - 500 V - 1000 V.
Amp. ca. 4 portate: 2,5 mA - 25 mA - 250 mA - 2,5 A.
Ohm cc. 5 portate: con alimentazione a batteria da 1,5 e 15 Volt - 10.000-100.000 ohm - 1-10-100 Megaohm.
Ohm ca. 2 portate: con alimentazione 220 V ca. - 10-100 Megaohm.
Rivelatore di reattanza 1 portata: da 0 a 10 Megaohm.
Misure di frequenza 3 portate: 50-500-5000 Hz.
Misura di uscita 7 porte: 1 V - 2,5 V - 10 V - 50 V - 250 V - 500 V - 1000 V.
Decibels 5 portate: da — 10 a + 62 dB.
Capacimetro di ca. 2 portate: alimentazione Volt 220. 50.000-500.000 μF.
Capacimetro in cc. 2 portate: 20-200 μF.
Dimensioni: mm 140 x 90 x 35.
Peso: grammi 350.
In vendita completo di astuccio, puntali, pile, manuale d'istruzione.

Prezzo netto L. 11.800

STRUMENTI ELETTRICI DI MISURA - **- MILANO VIA VALLAZZE, 95 - TEL. 23.63.815**

2 dispositivo elettronico per foto flash

Dagli apparecchi per foto-flash vengono richiesti due importanti requisiti e precisamente: un rendimento il più elevato possibile, in modo da ottenere dalla batteria il maggior numero disponibile di lampi e inoltre una più elevata costanza del cosiddetto numero guida.

Il numero guida dipende dalla energia accumulata nel condensatore di scarica e naturalmente anche dal tubo lampeggiatore usato e corrisponde al prodotto del diaframma per la distanza illuminata. Poichè l'energia immagazzinata nel condensatore sale con il quadrato della tensione di carica, è necessaria per una costanza del numero guida una più costante possibile tensione di carica al condensatore allo scatto del lampo.

È importante la costanza del numero guida, in modo che per un predisposto diaframma si ha la sicurezza di una buona illuminazione del campo desiderato.

Teoricamente, almeno con costante tensione di alimentazione, si può ottenere una costante tensione di carica del condensatore con l'impiego di multivibratori a stadio controfase o a singolo stadio a fase di passaggio.

Però con le oscillazioni della tensione di alimentazione anche con questi tipi di multivibratori si hanno rendimenti sfavorevoli come dimostrano le seguenti considerazioni tecniche sulla carica dei condensatori.

Collegando una sorgente di corrente continua che abbia una determinata resistenza interna, ad un condensatore, al massimo solo la metà dell'energia data dalla sorgente può essere accumulata come carica nel condensatore. L'altra metà dell'energia permane o nella resistenza interna della sorgente o alla resistenza di protezione della sorgente contro i sovraccarichi.

Questo scadente rendimento è da imputare al fatto che la carica di un condensatore avviene all'inizio con una elevata corrente e piccola tensione e verso la fine della carica con piccola corrente ed elevata tensione. Pertanto un alimentatore di rete, con propria resistenza interna costante, si presta in modo poco adeguato nella maggior parte del tempo di carica.

Migliori risultati si ottengono con l'impiego di multivibratori a singolo stadio a blocco perchè in questi tipi durante una semionda del periodo l'energia viene immagazzinata nel trasformatore che durante la seconda metà del periodo si scarica nell'utilizzatore. Si può pertanto con questi tipi di multivibratori ottenere la carica di un condensatore con energia costante.

Al condensatore scarico, che è paragonabile ad una bassa resistenza di carico, perviene perciò la scarica di energia del trasformatore con elevata corrente e piccola tensione e salendo la carica varia questo rapporto tensione- corrente corrispondentemente alla rispettiva grandezza del carico.

Si ha dunque durante il completo processo di carica un adattamento dell'alimentatore di rete al carico per cui teoricamente con un multivibratore a singolo stadio a blocco può venire raggiunto un rendimento doppio che con altri tipi di convertitori.

Nella maggior parte dei casi nell'impiego di multivibratori a blocco è necessario un disinseritore automatico di protezione contro la tensione inversa, in corrispondenza alla massima tensione di carica, che verrebbe limitata solo dalla perdita interna del convertitore.

Altro vantaggio è che l'elevato rapporto di tensione del trasformatore viene ottenuto con un piccolo rapporto spire degli avvolgimenti primario e secondario.

Inoltre la tensione inversa sul diodo in uscita risulta minore che nell'impiego di un convertitore controfase o a singolo stadio di passaggio.

In questi tipi infatti alla tensione inversa sul diodo si somma la tensione del condensatore, al minimo di eguale valore, mentre nel multivibratore a singolo stadio a blocco si presenta un valore che corrisponde solo al prodotto della tensione di alimentazione per il rapporto spire.

Per la perdita propria del condensatore e l'assorbimento del partitore di tensione diminuisce così la tensione al condensatore di carica; si spegne la lampada a incandescenza e il condensatore viene ricaricato tramite una nuova oscillazione del multivibratore.

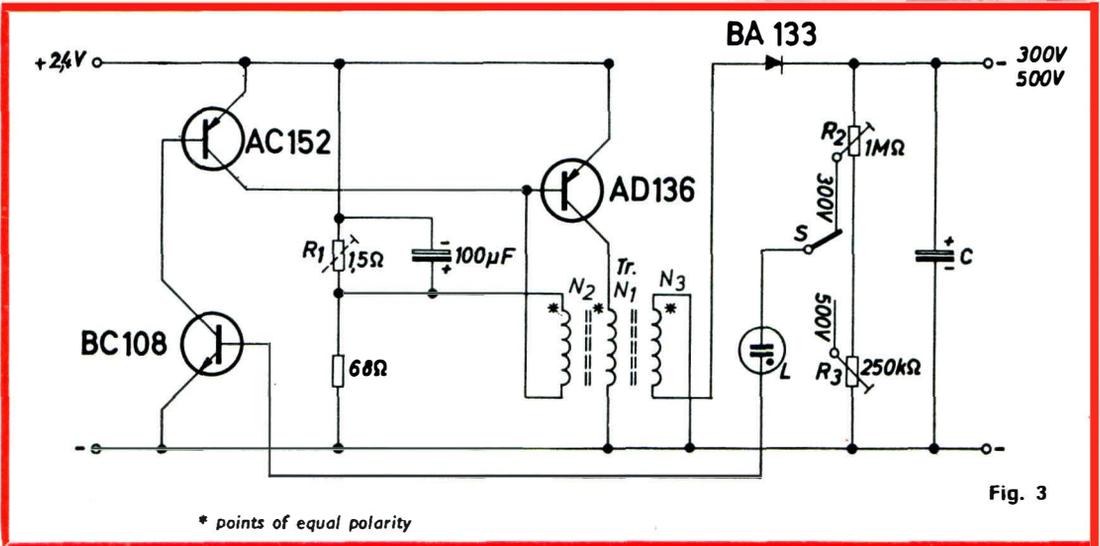



Fig. 3

Lo schema di un alimentatore per un apparecchio a flash elettronico con disinseritore automatico è mostrato in figura 3. Il valore del picco di corrente che durante il tempo di conduzione del transistor sale linearmente è di 6 A.

Per diversi fattori di amplificazione del transistor finale questo valore può venire regolato con la resistenza R_1.

In parallelo al condensatore di scarica di uscita vi è un partitore di tensione commutabile, con cui si può predisporre una tensione di scarica di 300 o 500 V.

È con ciò possivile disporre di due diversi valori di numero guida. Se necessita un piccolo numero guida si possono proporzionalmente ricavare un maggior numero di lampi dalla batteria.

Appena sul partitore di tensione della lampada al neon la tensione generata sovrasta la tensione di accensione, interviene il transistore BC 108 all'ingresso dell'automatismo di regolazione e viene disinserito il transistore finale AD 136 attraverso il transistore AC 152.

Dati tecnici

Tensione di alimentazione	2,5 V (—15% +50%)
Corrente di esercizio (valore medio)	3 A
Corrente picco	6 A
Massima temperatura ambiente	50°C

Tempi di carica

Condensatore C	Tensione di carica	Tempo di carica
300 μF	300 V	4 s
300 μF	500 V	13 s
500 μF	300 V	6,5 s
500 μF	500 V	20 s

Trasformatore
Nucleo a olla in Sifferite B 65611 - K0400 - A022

Avvolgimenti n 1 = 16 spire ∅ 0,8
n 2 = 12 spire ∅ 0,4
n 3 = 450 spire ∅ 0,2

3 amplificatore d'antenna UHF a basso rumore

La possibilità di impiego dei ricevitori TV nel campo UHF può essere ampliata impiegando un amplificatore di antenna corredato con transistor Mesa AFY 42 a basso rumore.

Il fattore di rumore raggiungibile nel completo campo di frequenza è di F < 3 che in Banda IV comporta pure un evidente miglioramento di qualità del video.

L'amplificatore di antenna qui descritto è realizzato con molta semplicità e dato il suo minimo ingombro può essere direttamente montato nella presa del dipolo di antenna.

Lo schema elettrico è raffigurato in fig. 4.

La piccola capacità di accoppiamento all'ingresso protegge il transistore sufficientemente da pericolose tensioni indotte che possono crearsi durante temporali per campi elettrici atmosferici.

Il transistore dato la simmetrica amplificazione nel campo di frequenza viene usato a schema a base comune.

Al collettore è collegato un conduttore risonante in λ/A (un quarto d'onda) che può venire sintonizzato su ciascun desiderato canale fra 470 e 790 MHz.

Data la piccola reazione interna del transistore l'amplificatore è molto stabile anche per forti disadattamenti di ingresso e di uscita.

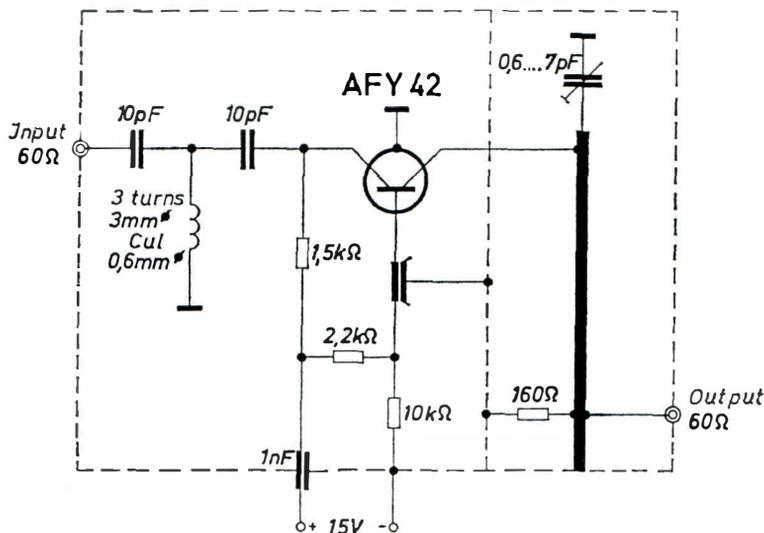



Fig. 4

L'ingresso è realizzato a larga banda poichè, per lo più, i rapporti di ricezione sono tali che non è da temer nessun disturbo di modulazione incrociata.

L'amplificatore può venire usato ancora al limite di temperatura ambiente di 83°C poichè il riscaldamento proprio del transistore ammonta solo a 7°C.

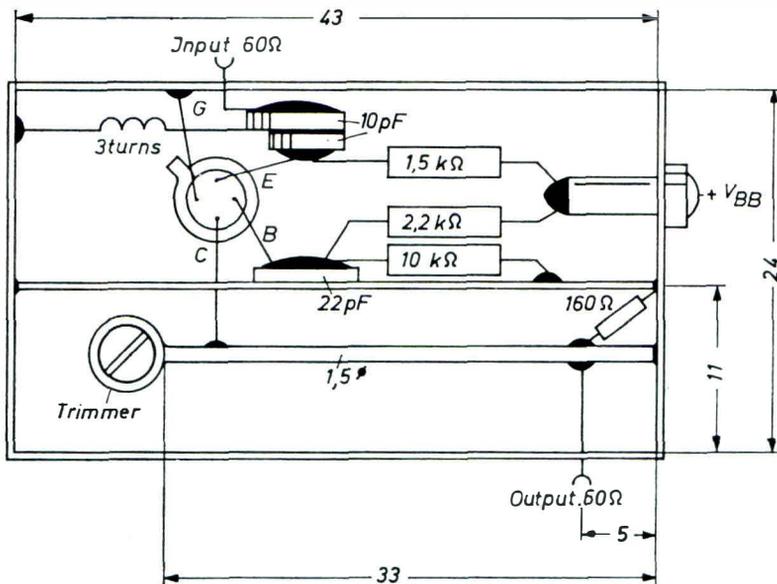



Fig. 5

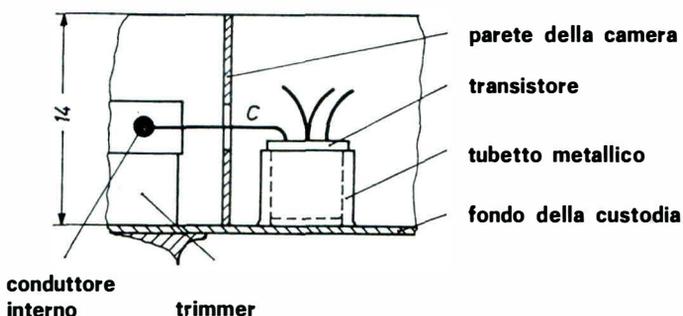



Fig. 6

La figura 5 mostra la costruzione meccanica dell'amplificatore, in figura 6 è precisata la posizione del transistore.

Il diagramma a fig. 7 mostra l'andamento, in funzione della frequenza, dell'amplificatore di potenza, il fattore di rumore come pure il fattore di riflessione dell'ingresso e dell'uscita.

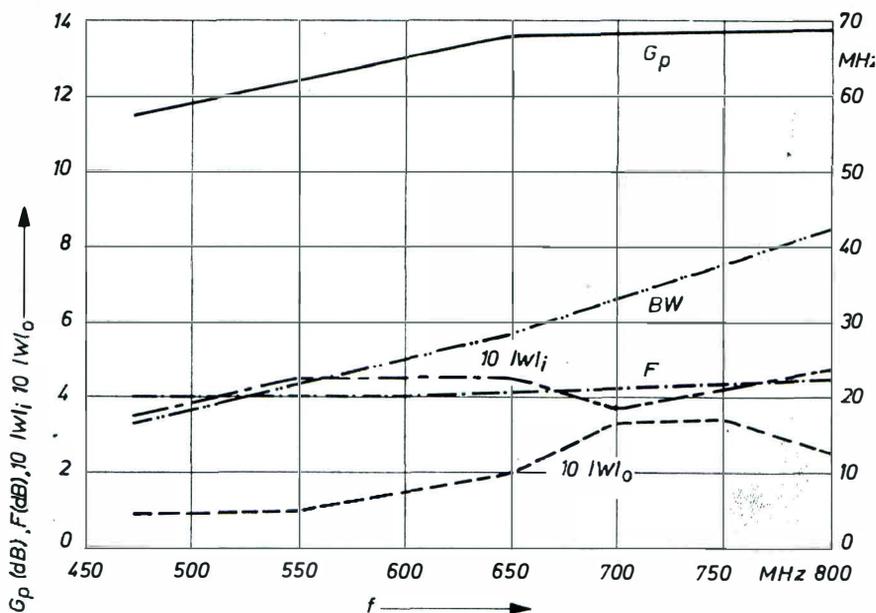
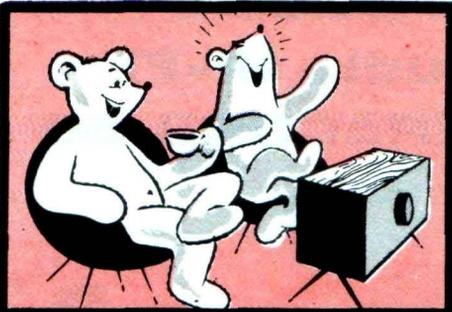



Fig. 7

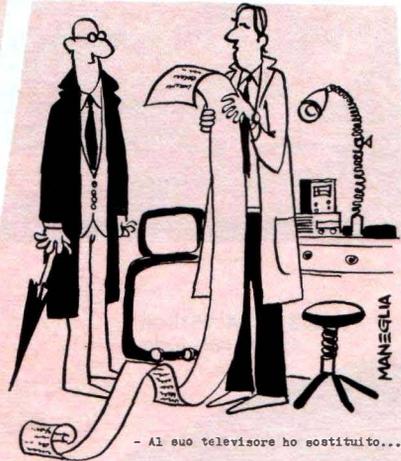
Dati tecnici:

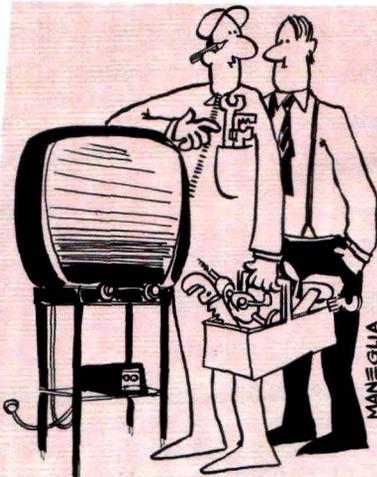
Tensione di alimentazione	15 V
Corrente assorbita	2,7 mA
Campo di frequenza	470 ÷ 790 MHz
Amplificazione di potenza	11 fino a 13,5 dB
Fattore di rumore	4 dB
Larghezza di banda	15 sino 40 dB
Fattore di riflessione dell'ingresso	0,4
Fattore di riflessione all'uscita	0,1 sino 0,3
Dimensioni di ingombro	43 × 24 × 14 (mm)
Dimensioni della cavità risonante	larghezza 10 mm - lunghezza 45 mm - profondità 15 mm
Conduttore interno	lunghezza 35 mm - diametro 1 mm (rame argentato)
Presa per il collettore	a 9 mm dal termine dal lato del trimmer
Presa per l'uscita	a 5 mm dal termine del polo freddo

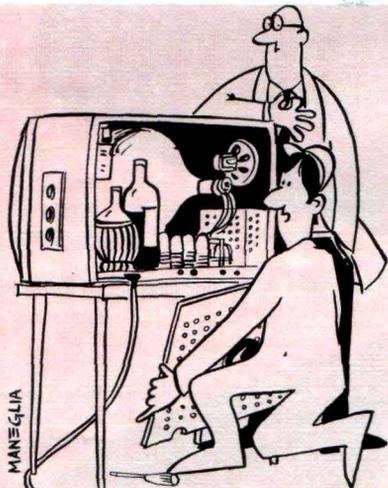
Estratto dalla pubblicazione: Halbleiter Schaltbeispiele della Siemens - Aktiengesellschaft - Edizione 1968

Un altro passo verso la mini-visione è annunciato dalla Brimar di Londra. Trattasi di un circuito integrato su pellicola densa che comprende i demodulatori di colore e gli amplificatori, oltre a fornire un segnale sufficiente per venire moltiplicato e apparire anche su grandi schermi. L'anno scorso era stato fatto qualcosa di simile negli Stati Uniti, senza, per altro, raggiungere l'esecuzione commerciale.

MANEGLIA

MONTAGGI SPERIMENTALI

- No, non ho ancora esperienza nei circuiti integrati...

MANEGLIA

- Al suo televisore ho sostituito...

MANEGLIA

-E' un guasto che deve essere riparato in laboratorio. Qui non ho gli attrezzi adatti...

MANEGLIA

-Il suo televisore non è più in garanzia: è stato manomesso!

RADIO DIFFUSIONE E TV

a cura di P. Soati

LA RICEZIONE DELLE STAZIONI AD ONDA CORTA

Abbiamo già spiegato che per ottenere dei buoni risultati nelle ricezioni delle emittenti di radiodiffusione nelle gamme delle onde corte, indipendentemente dagli impianti di antenna e dai ricevitori usati, sia indispensabile attenersi a delle particolari norme, strettamente legate alla propagazione, che in parte abbiamo già esaminato.

Infatti la scelta della gamma più adatta alla ricezione, fra le diverse che sono usate contemporaneamente dalle stazioni di radiodiffusione ad onda corta di uno stesso paese, deve essere effettuata in funzione dell'ora in cui avviene la ricezione, della stagione, della località geografica, tanto del posto trasmittente quanto di quello ricevente, e del grado dell'attività solare.

Su quest'ultimo punto ci siamo già intrattenuti a lungo in alcuni fascicoli arretrati della rivista, che abbiamo indicato nel numero 8/1968 di SELEZIONE RADIO TV. Comunque alfine di consentire agli interessati di determinare con buona approssimazione la gamma di frequenze nella quale è consigliabile sintonizzare il ricevitore al fine di captare, nelle migliori condizioni possibili, i segnali provenienti da una precisata località, riportiamo qui di seguito una serie di tabelle che saranno senz'altro preziose nella previsione delle condizioni di ricezione in funzione della propagazione delle onde em appartenenti alla gamma delle onde corte.

In primo luogo, nella tabella n. 1, è disegnata una carta geografica nella quale il globo terrestre è suddiviso in 13 zone distinte che sono numerate progressivamente. Inoltre, tenendo conto che le condizioni di propagazione delle onde corte dipendono essenzialmente dall'attività solare per cui la massima frequenza utilizzabile diminuisce, in frequenza, con il diminuire del numero delle macchie solari ed aumenta con il loro crescere, pubblichiamo pure una serie di tabelle nelle qua-

li è stato tenuto conto del mutare delle condizioni di propagazione in funzione di un'attività solare bassa, media od alta.

La prima di queste tabelle si riferisce al periodo invernale comprendente i mesi di novembre, dicembre, gennaio e febbraio, la seconda al periodo primaverile ed autunnale per i mesi di marzo, aprile, settembre ed ottobre ed infine la terza riguarda il periodo estivo comprendente i mesi di maggio, giugno, luglio ed agosto.

Come attività solare bassa sono state prese in considerazione un numero di 5 macchie solari, mentre 70 macchie solari si riferiscono all'attività media ed infine per l'attività alta sono state indicate 125 macchie.

I numeri corrispondenti alle suddette macchie solari sono riportati a sinistra delle tabelle, di fianco all'ora.

L'ascoltatore che si trovi in una data zona potrà quindi, interpolando dette tabelle, conoscere la frequenza migliore, o meglio dire la gamma, sulla quale dovrà regolare il proprio ricevitore al fine di ricevere le emittenti di un'altra località, in un'ora prefissata.

Desiderando, ad esempio, ricevere in Italia, la cui zona corrispondente è contrassegnata dal numero 6, una stazione australiana, appartenente alla zona 12, alle ore 1800 GMT (ricordare sempre che le ore sono indicate nel tempo medio di Greenwich), si ricercherà la zona 6 nella colonna verticale, posta sulla destra di chi guarda le tabelle, mentre all'incrocio con la zona 12, riportata sulla colonna orizzontale, si troverà che per un'attività solare bassa o media ci si dovrà sintonizzare sulla gamma dei 7 MHz e per una attività alta sulla gamma degli 11 MHz. Questo valore naturalmente è valido per qualche ora prima e qualche ora dopo le ore 1800 e lo stesso vale per i valori che si riferiscono alle ore 2100 che sono segnati nella seconda metà della casella.

Invertendo l'ordine di lettura e cioè leggendo la zona 6, nel nostro caso, sulla colonna orizzontale superiore e la zona 12 sulla colonna verticale si avranno le indicazioni relative alla gamma di frequenze utilizzabile attorno alle ore 0900 e alle ore 1200 GMT, dato che le tabelle sono reversibili nei due sensi.

Nelle tabelle i valori relativi alle gamme sono riportati in megahertz (MHz).

Infine facciamo seguire una tabella dalla quale è possibile individuare il numero delle macchie solari che sono state previste dall'Osservatorio di Zurigo per gli anni 1968, 1969, 1970, 1971, 1972, 1973, 1974 e 1975.

Si tratta di una serie di tabelle che potranno essere della massima utilità non solo a chi si diletta di ricezione nel campo della radiodiffusione ad onde corte, ma altresì ai **radioamatori** ed ai **professionisti** nel campo delle radiocomunicazioni.

In Italia, anche se in misura notevolmente inferiore a quanto si riscontra all'estero, vi sono molte persone che si dedicano alla raccolta dei più disparati oggetti siano essi francobolli, cartoline illustrate, portacenere, scatole di fiammiferi etc. Fra questi tipi di hobby il più diffuso è senz'altro quello dei francobolli la cui raccolta, se effettuata secondo certi criteri, può anche assumere un carattere speculativo. Desta invece molta meraviglia che in un paese come l'Italia, che deve essere considerato eminentemente marittimo in virtù dei suoi 8500 chilometri di costa, sia assolutamente irrilevante il numero di coloro che si dedicano alla raccolta di fotografie relative a navi da guerra, mercantili o di altri soggetti di carattere marino. Eppure si tratta di un genere di collezione che nei paesi esteri ha numerosissimi seguaci anche per il fatto che le raccolte che contengono foto di soggetti antichi o comunque poco diffusi, in considerazione della loro scarsa reperibilità, acquistano un valore commerciale rilevante sul mercato internazionale.
Allo scopo di suscitare, soprattutto nei giovani, l'amore per tutto ciò che con il mare possa avere attinenza, un nostro collaboratore, che è in possesso di una ricchissima collezione di foto relative ai suddetti soggetti, la maggior parte dei quali non sono più reperibili, ha ritenuto di dare loro la possibilità di iniziare una raccolta che in breve tempo possa essere sicuramente oggetto di ammirazione da parte dei loro amici ed avere un elevato valore commerciale che aumenti con il passare del tempo.
L'elenco delle foto che verranno messe in distribuzione bimensilmente, e gli sconti riservati unicamente ai lettori delle riviste « Sperimentare » e « Selezione Radio TV », potranno essere richiesti a: P. Soati, Via Sartirana, 4 - 20052 Monza.

TABELLA I - Ripartizione delle zone geografiche

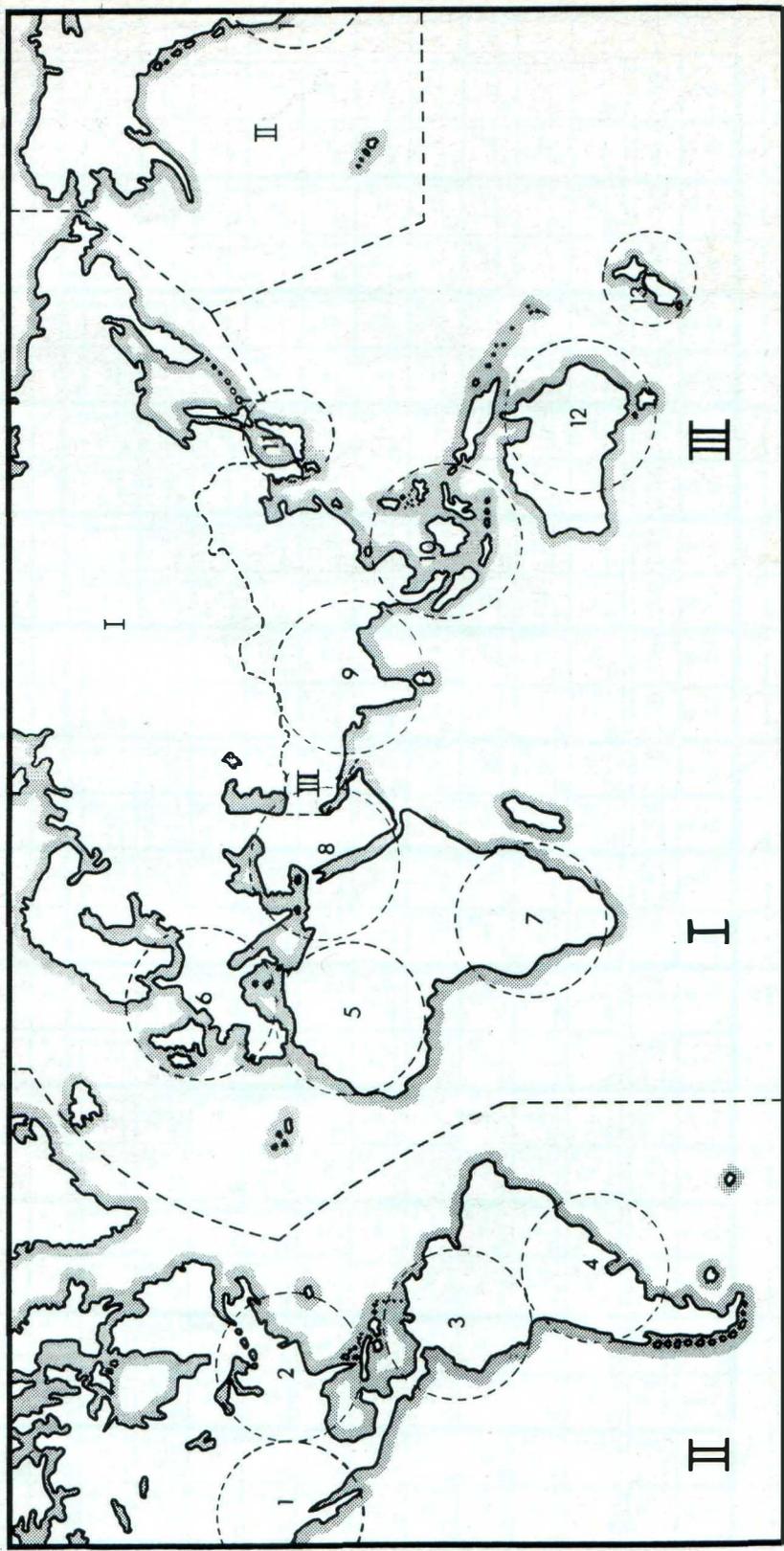



TABELLA II - Propagazione delle onde corte nei mesi di Novembre - Dicembre - Gennaio - Febbraio

GMT	S	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	Pos
03.00	125	6	17	15	15	9	9	17	6	15	21	17	21	21	1
	70	-	9	11	11	9	6	15	6	15	17	17	21	21	
	5	4	11	11	11	6	6	6	6	9	11	9	11	11	
06.00	125	6	15	11	9	9	6	11	9	11	9	9	11	11	
	70	-	9	9	6	9	6	9	6	11	9	9	11	11	
	5	-	6	6	6	6	6	6	6	6	6	6	6	6	
24.00	125	17	6	21	17	11	9	15	9	9	9	9	25	21	2
	70	17	-	17	17	11	9	11	9	9	9	9	15	17	
	5	15	4	11	11	6	6	9	6	6	6	6	6	15	
03.00	125	17	6	11	15	9	9	9	9	9	9	9	11	11	
	70	9	-	11	11	9	9	9	9	9	9	9	11	15	
	5	11	-	9	9	6	6	6	6	6	6	6	6	9	
24.00	125	21	17	11	21	11	11	25	11	11	9	21	21	17	3
	70	15	17	9	21	11	11	25	11	11	21	17	21	21	
	5	15	11	6	17	9	9	17	6	6	17	11	17	17	
03.00	125	15	11	11	21	9	9	21	11	17	17	11	21	21	
	70	11	11	9	21	9	9	21	9	15	21	11	21	17	
	5	11	9	4	15	9	9	11	6	9	15	9	17	17	
22.00	125	25	21	25	11	11	11	15	17	17	15	25	17	17	4
	70	17	21	25	9	11	11	21	17	15	11	9	17	17	
	5	17	17	17	6	9	9	17	9	9	9	15	17	17	
01.00	125	21	15	21	11	9	11	11	15	11	17	25	17	17	
	70	17	15	21	6	11	11	15	17	11	11	21	17	17	
	5	11	11	17	6	9	9	15	9	6	17	17	17	17	
19.00	125	17	21	21	21	9	11	25	21	9	15	7	17	11	5
	70	15	21	21	17	4	9	21	21	9	11	9	11	15	
	5	11	11	15	11	4	7	21	11	7	7	7	7	11	
22.00	125	9	11	11	11	7	9	21	11	9	11	7	11	15	
	70	9	11	11	11	4	7	17	11	9	11	7	17	17	
	5	6	6	9	9	-	6	15	7	7	6	9	9	11	
18.00	125	21	25	25	25	11	4	17	11	11	11	9	11	9	6
	70	17	17	21	17	11	4	17	15	9	9	7	7	7	
	5	15	15	15	15	7	6	11	9	9	9	7	7	7	
21.00	125	11	11	15	15	9	4	17	11	9	9	7	9	15	
	70	9	15	17	11	9	4	11	11	9	9	7	7	11	
	5	6	6	9	11	6	4	11	9	9	9	6	7	-	
17.00	125	25	25	25	21	25	21	11	25	21	21	9	11	11	7
	70	25	25	25	25	25	17	9	21	25	17	11	11	11	
	5	17	17	21	21	21	15	9	17	17	15	7	9	9	
20.00	125	21	21	25	21	25	17	11	21	17	17	9	11	15	
	70	25	21	25	21	25	11	9	17	17	15	9	9	11	
	5	17	17	21	17	17	11	7	15	11	9	7	9	11	
17.00	125	11	15	21	21	25	15	25	7	15	15	9	17	15	8
	70	11	11	21	25	25	15	21	7	21	17	9	15	15	
	5	6	9	15	17	17	9	21	4	11	11	7	11	11	
20.00	125	6	9	17	17	15	11	25	4	11	11	7	11	15	
	70	9	9	15	21	15	11	17	4	17	15	9	11	11	
	5	6	6	6	9	9	9	15	-	9	7	7	9	9	
14.00	125	11	17	25	21	25	21	21	21	15	21	11	21	17	9
	70	11	15	25	25	21	17	25	25	9	25	11	21	21	
	5	9	9	17	21	15	11	21	15	7	17	9	17	15	
17.00	125	17	11	21	21	11	15	21	11	15	17	9	17	15	
	70	21	11	21	21	11	11	21	21	9	17	9	17	15	
	5	15	6	11	15	7	9	21	11	5	11	9	15	11	
12.00	125	9	25	25	21	25	21	25	25	25	11	25	21	17	10
	70	9	25	25	21	25	17	25	25	25	9	17	21	17	
	5	6	15	21	21	21	17	25	21	21	7	11	17	17	
15.00	125	9	25	21	21	21	17	21	21	21	9	11	21	17	
	70	9	21	21	21	21	15	21	21	17	9	11	17	15	
	5	6	11	21	17	15	11	21	11	11	6	7	15	11	
10.00	125	6	9	9	9	17	17	21	17	17	25	6	21	21	11
	70	6	6	6	6	9	11	17	15	15	21	4	21	21	
	5	6	6	6	6	9	9	15	11	11	15	4	15	15	
13.00	125	6	9	9	9	9	9	11	11	11	17	4	17	15	
	70	6	9	9	9	11	9	11	9	11	15	-	17	17	
	5	6	6	9	9	7	6	9	9	9	11	-	11	11	
09.00	125	9	11	21	-	21	21	17	21	21	21	25	11	17	12
	70	9	9	11	17	21	21	17	21	21	21	21	9	17	
	5	6	6	9	11	17	17	15	17	21	17	21	6	11	
12.00	125	9	21	17	15	21	21	17	21	21	21	25	11	17	
	70	9	9	17	17	17	21	17	17	17	17	21	9	17	
	5	6	15	11	11	15	11	15	15	15	15	15	6	9	
07.00	125	11	9	21	21	17	17	17	21	21	21	21	17	9	13
	70	11	11	11	17	17	17	17	17	21	21	21	17	9	
	5	6	9	9	11	15	15	15	17	21	17	21	15	6	
10.00	125	9	11	15	17	17	21	17	21	21	21	21	17	9	
	70	11	11	9	17	17	21	17	17	17	17	21	17	6	
	5	6	6	6	11	15	9	15	15	15	15	17	11	4	

TABELLA III - Propagazione delle onde corte nei mesi di Marzo - Aprile - Settembre - Ottobre

Pos	GMT	S	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
1	03.00	125 / 70 / 5	9 / 6 / 6	17 / 17 / 11	21 / 17 / 11	17 / 17 / 11	11 / 11 / 9	9 / 11 / 9	15 / 9 / 6	11 / 11 / 9	25 / 21 / 17	25 / 21 / 17	25 / 21 / 15	25 / 25 / 17	25 / 25 / 17
1	06.00	125 / 70 / 5	6 / 6	15 / 11 / 6	17 / 15 / 6	15 / 11 / 9	11 / 11 / 6	11 / 9 / 6	11 / 9 / 6	11 / 11 / 9	17 / 17 / 11	17 / 17 / 11	17 / 17 / 11	25 / 17 / 9	21 / 17 / 9
2	24.00	125 / 70 / 5	21 / 21 / 15	9 / 6 / 6	25 / 17 / 15	21 / 17 / 11	17 / 11 / 9	11 / 15 / 9	17 / 17 / 11	11 / 11 / 9	17 / 15 / 11	21 / 15 / 15	17 / 17 / 15	25 / 21 / 17	25 / 25 / 17
2	03.00	125 / 70 / 5	17 / 17 / 11	6 / 9	17 / 17 / 11	17 / 17 / 9	15 / 11 / 6	9 / 11 / 6	15 / 11 / 6	11 / 11 / 6	11 / 11 / 9	17 / 17 / 11	15 / 11 / 11	17 / 17 / 11	17 / 15 / 11
3	24.00	125 / 70 / 5	25 / 25 / 21	25 / 17 / 15	15 / 11 / 9	21 / 11 / 11	17 / 15 / 9	15 / 11 / 9	11 / 11 / 9	15 / 11 / 6	17 / 15 / 9	25 / 21 / 11	25 / 25 / 17	21 / 21 / 11	25 / 25 / 15
3	03.00	125 / 70 / 5	21 / 17 / 11	17 / 17 / 11	15 / 9 / 6	25 / 9 / 11	15 / 11 / 9	11 / 9 / 6	11 / 9 / 6	11 / 11 / 6	21 / 17 / 11	21 / 17 / 11	21 / 25 / 17	25 / 17 / 11	25 / 21 / 11
4	22.00	125 / 70 / 5	25 / 21 / 21	25 / 25 / 17	25 / 17 / 15	11 / 9 / -	21 / 21 / 11	17 / 17 / 11	17 / 11 / 9	21 / 15 / 9	21 / 17 / 9	15 / 11 / 6	21 / 21 / 15	25 / 21 / 11	21 / 17 / 11
4	01.00	125 / 70 / 5	25 / 21 / 17	21 / 17 / 11	25 / 11 / 11	9 / 9 / -	21 / 21 / 11	17 / 15 / 9	11 / 11 / 9	17 / 11 / 9	17 / 11 / 6	21 / 15 / 11	25 / 21 / 17	21 / 17 / 15	21 / 15 / 9
5	19.00	125 / 70 / 5	21 / 21 / 17	25 / 21 / 17	25 / 25 / 17	25 / 25 / 25	11 / 9 / 6	17 / 15 / 11	25 / 25 / 15	21 / 17 / 11	21 / 17 / 11	21 / 17 / 11	15 / 25 / 9	17 / 11 / 9	11 / 15 / 6
5	22.00	125 / 70 / 5	17 / 15 / 11	17 / 17 / 11	17 / 17 / 11	21 / 21 / 11	11 / 7 / 4	11 / 9 / 7	25 / 21 / 11	15 / 11 / 9	15 / 11 / 9	15 / 11 / 7	15 / 15 / 9	15 / 11 / 7	21 / 11 / 11
6	18.00	125 / 70 / 5	21 / 17 / 15	25 / 21 / 15	25 / 21 / 17	25 / 21 / 17	17 / 15 / 11	9 / 9 / 6	25 / 21 / 17	21 / 17 / 15	17 / 15 / 11	17 / 15 / 11	11 / 11 / 7	15 / 11 / 9	15 / 11 / 7
6	21.00	125 / 70 / 5	17 / 17 / 9	17 / 17 / 11	17 / 17 / 11	21 / 17 / 15	11 / 11 / 9	7 / 7 / 4	21 / 15 / 11	15 / 15 / 9	15 / 11 / 9	15 / 11 / 9	11 / 9 / 7	11 / 11 / 9	17 / 17 / 11
7	17.00	125 / 70 / 5	21 / 21 / 15	25 / 21 / 17	25 / 21 / 15	25 / 25 / 15	25 / 25 / 21	25 / 21 / 21	11 / 9 / 6	25 / 21 / 21	25 / 25 / 21	25 / 21 / 11	21 / 17 / 11	11 / 11 / 7	9 / 7 / -
7	20.00	125 / 70 / 5	21 / 25 / 15	25 / 25 / 17	21 / 17 / 9	21 / 21 / 11	25 / 21 / 15	21 / 17 / 15	11 / 4 / 5	25 / 15 / 15	25 / 21 / 15	21 / 17 / 11	15 / 11 / 9	11 / 7 / 6	15 / 11 / 7
8	17.00	125 / 70 / 5	21 / 17 / 15	21 / 21 / 15	25 / 21 / 15	25 / 21 / 17	25 / 21 / 15	25 / 21 / 15	25 / 21 / 21	9 / 9 / 4	25 / 25 / 15	25 / 25 / 11	17 / 15 / 11	17 / 15 / 11	11 / 9 / 7
8	20.00	125 / 70 / 5	21 / 17 / 11	17 / 17 / 11	21 / 15 / 9	21 / 17 / 9	17 / 15 / 9	17 / 15 / 11	25 / 15 / 15	7 / 7 / 3	25 / 21 / 11	25 / 17 / 9	17 / 11 / 9	15 / 11 / 7	15 / 11 / 6
9	14.00	125 / 70 / 5	11 / 9 / 6	21 / 17 / 15	25 / 25 / 21	25 / 25 / 21	25 / 21 / 17	25 / 21 / 17	25 / 25 / 25	25 / 25 / 25	15 / 11 / 9	25 / 25 / 25	21 / 17 / 11	21 / 17 / 11	15 / 11 / 9
9	17.00	125 / 70 / 5	17 / 17 / 11	21 / 17 / 15	25 / 11 / 11	25 / 25 / 17	25 / 21 / 15	21 / 17 / 11	25 / 25 / 21	25 / 25 / 15	11 / 7 / 5	25 / 25 / 17	17 / 15 / 11	17 / 15 / 11	11 / 11 / 7
10	12.00	125 / 70 / 5	11 / 11 / 9	9 / 11 / 6	25 / 17 / 11	25 / 21 / 15	25 / 25 / 21	21 / 21 / 17	25 / 25 / 17	25 / 25 / 25	25 / 25 / 25	15 / 11 / 9	25 / 25 / 17	25 / 17 / 11	21 / 15 / 11
10	15.00	125 / 70 / 5	11 / 11 / 11	17 / 11 / 11	21 / 17 / 11	25 / 21 / 11	25 / 25 / 21	21 / 21 / 15	25 / 21 / 15	25 / 25 / 21	25 / 25 / 21	11 / 9 / 7	25 / 25 / 11	21 / 17 / 11	17 / 11 / 9
11	10.00	125 / 70 / 5	11 / 11 / 9	11 / 9 / 6	15 / 17 / 11	21 / 17 / 11	25 / 17 / 17	21 / 17 / 15	25 / 25 / 21	25 / 25 / 17	25 / 21 / 17	25 / 25 / 21	9 / 9 / 6	25 / 21 / 15	21 / 17 / 11
11	13.00	125 / 70 / 5	11 / 11 / 9	15 / 15 / 11	17 / 15 / 11	17 / 15 / 11	25 / 21 / 11	17 / 15 / 11	25 / 21 / 11	21 / 21 / 15	21 / 17 / 11	25 / 25 / 15	7 / 6 / 4	25 / 21 / 11	21 / 17 / 11
12	09.00	125 / 70 / 5	21 / 15 / 6	11 / 11 / 6	17 / 11 / 9	15 / 11 / 11	25 / 21 / 15	21 / 21 / 17	25 / 21 / 15	25 / 21 / 17	25 / 21 / 15	25 / 21 / 17	25 / 21 / 17	9 / 9 / 5	25 / 21 / 11
12	12.00	125 / 70 / 5	15 / 11 / 6	11 / 11 / 9	15 / 11 / 6	17 / 11 / 6	21 / 17 / 11	21 / 17 / 15	17 / 15 / 11	21 / 17 / 11	21 / 17 / 11	25 / 17 / 11	25 / 21 / 11	7 / 4 / 4	17 / 17 / 9
13	07.00	125 / 70 / 5	21 / 17 / 6	15 / 11 / 9	21 / 17 / 11	17 / 11 / 9	21 / 17 / 11	21 / 17 / 11	21 / 17 / 11	25 / 21 / 11	25 / 21 / 17	25 / 21 / 15	25 / 21 / 17	25 / 21 / 17	9 / 9 / 4
13	10.00	125 / 70 / 5	17 / 15 / 6	11 / 11 / 6	17 / 11 / 6	15 / 11 / 6	17 / 15 / 7	21 / 17 / 11	17 / 15 / 9	21 / 17 / 11	21 / 17 / 15	21 / 17 / 11	21 / 17 / 11	21 / 17 / 11	7 / 4 / -

TABELLA IV - Propagazione delle onde corte nei mesi di Maggio - Giugno - Luglio - Agosto

GMT	S	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	Pos
03.00	125 / 70 / 5	6 / 6 / 6	17 / 17 / 17	17 / 21 / 17	11 / 11 / 6	15 / 15 / 9	15 / 11 / 9	11 / 15 / 6	17 / 17 / 9	17 / 21 / 15	17 / 21 / 15	17 / 21 / 11	21 / 25 / 17	25 / 25 / 17	1
06.00	125 / 70 / 5	6 / 6 / -	15 / 15 / 9	17 / 15 / 11	9 / 17 / 6	11 / 11 / 9	11 / 11 / 6	15 / 9 / 6	15 / 17 / 11	15 / 21 / 11	17 / 21 / 15	17 / 21 / 11	17 / 21 / 11	17 / 21 / 11	
24.00	125 / 70 / 5	17 / 17 / 17	6 / 6 / 6	21 / 21 / 17	17 / 21 / 17	17 / 17 / 9	17 / 15 / 11	17 / 17 / 9	15 / 15 / 9	17 / 17 / 9	17 / 17 / 11	17 / 17 / 11	17 / 15 / 15	21 / 21 / 17	2
03.00	125 / 70 / 5	17 / 17 / 17	6 / 6 / -	17 / 17 / 11	17 / 17 / 11	15 / 15 / 6	11 / 11 / 9	11 / 11 / 6	11 / 11 / 9	15 / 11 / 11	17 / 15 / 11	17 / 17 / 11	17 / 21 / 9	21 / 17 / 17	
24.00	125 / 70 / 5	21 / 21 / 17	21 / 21 / 17	11 / 9 / 9	17 / 17 / 11	17 / 21 / 11	17 / 17 / 9	17 / 11 / 9	15 / 15 / 9	17 / 17 / 9	17 / 17 / 11	17 / 21 / 17	17 / 9 / 11	17 / 25 / 17	3
03.00	125 / 70 / 5	17 / 21 / 17	17 / 17 / 11	11 / 9 / 6	15 / 15 / 6	17 / 17 / 9	17 / 15 / 6	17 / 11 / 6	11 / 11 / 9	21 / 21 / 11	25 / 11 / 11	17 / 21 / 17	15 / 25 / 6	17 / 17 / 17	
22.00	125 / 70 / 5	21 / 17 / 15	21 / 21 / 17	21 / 21 / 15	6 / 6 / -	21 / 21 / 11	17 / 17 / 17	9 / 9 / 9	21 / 17 / 11	17 / 17 / 9	11 / 11 / 6	21 / 17 / 17	21 / 21 / 11	17 / 11 / 11	4
01.00	125 / 70 / 5	15 / 11 / 9	17 / 21 / 15	17 / 17 / 9	- / - / -	17 / 21 / 9	17 / 17 / 11	9 / 9 / 6	17 / 17 / 9	11 / 11 / 6	9 / 9 / 6	17 / 17 / 11	11 / 17 / 6	9 / 9 / 9	
19.00	125 / 70 / 5	15 / 17 / 11	17 / 17 / 15	21 / 21 / 17	25 / 21 / 17	11 / 11 / 9	15 / 15 / 11	21 / 21 / 17	21 / 21 / 21	21 / 21 / 11	21 / 17 / 7	17 / 15 / 11	11 / 11 / 9	11 / 11 / 6	5
22.00	125 / 70 / 5	15 / 17 / 11	17 / 17 / 15	17 / 21 / 15	21 / 21 / 11	11 / 9 / 6	11 / 11 / 11	21 / 17 / 9	21 / 17 / 11	17 / 17 / 9	17 / 11 / 6	17 / 15 / 15	11 / 11 / 9	11 / 11 / 9	
18.00	125 / 70 / 5	17 / 17 / 11	17 / 17 / 15	21 / 21 / 15	21 / 21 / 17	15 / 15 / 11	9 / 7 / 9	17 / 15 / 17	21 / 17 / 17	17 / 17 / 15	17 / 17 / 11	15 / 11 / 11	9 / 9 / 9	9 / 11 / 9	6
21.00	125 / 70 / 5	17 / 15 / 11	17 / 15 / 15	21 / 21 / 17	21 / 21 / 21	11 / 11 / 11	6 / 6 / 9	11 / 11 / 11	17 / 15 / 15	17 / 15 / 11	15 / 15 / 7	15 / 11 / 11	11 / 17 / 9	17 / 17 / 11	
17.00	125 / 70 / 5	17 / 15 / 15	21 / 21 / 15	25 / 21 / 17	25 / 21 / 15	25 / 25 / 21	25 / 17 / 17	11 / 9 / 4	25 / 25 / 17	21 / 17 / 11	17 / 15 / 9	21 / 17 / 11	11 / 9 / 7	11 / 9 / 6	7
20.00	125 / 70 / 5	17 / 11 / 9	21 / 21 / 9	21 / 11 / 11	15 / 11 / 9	21 / 21 / 9	17 / 11 / 11	9 / 6 / 3	21 / 25 / 9	21 / 17 / 7	15 / 11 / 7	17 / 17 / 9	9 / 9 / 7	9 / 9 / 6	
17.00	125 / 70 / 5	15 / 17 / 11	17 / 17 / 15	21 / 21 / 17	25 / 25 / 17	25 / 21 / 21	21 / 17 / 17	21 / 25 / 17	9 / 7 / 6	21 / 21 / 17	21 / 21 / 9	21 / 17 / 11	11 / 11 / 9	11 / 11 / 11	8
20.00	125 / 70 / 5	15 / 17 / 11	17 / 17 / 15	15 / 21 / 11	25 / 21 / 15	21 / 17 / 17	17 / 17 / 17	21 / 25 / 9	7 / 7 / 5	21 / 21 / 11	21 / 17 / 7	17 / 17 / 11	11 / 11 / 11	11 / 9 / 9	
14.00	125 / 70 / 5	9 / 15 / 6	15 / 15 / 11	21 / 21 / 15	21 / 25 / 17	17 / 21 / 15	17 / 17 / 15	25 / 21 / 17	25 / 25 / 21	15 / 11 / 7	21 / 21 / 15	21 / 21 / 11	15 / 11 / 9	11 / 11 / 9	9
17.00	125 / 70 / 5	17 / 17 / 11	17 / 17 / 11	21 / 21 / 15	17 / 21 / 15	17 / 21 / 17	21 / 17 / 17	21 / 17 / 11	21 / 21 / 17	11 / 9 / 5	25 / 21 / 7	21 / 17 / 11	11 / 11 / 9	11 / 11 / 9	
12.00	125 / 70 / 5	15 / 11 / 11	11 / 11 / 11	25 / 9 / 17	25 / 21 / 17	25 / 21 / 17	21 / 17 / 15	25 / 21 / 17	25 / 25 / 21	25 / 25 / 21	1' / 9 / 6	25 / 21 / 17	21 / 11 / 11	15 / 11 / 11	10
15.00	125 / 70 / 5	11 / 17 / 9	15 / 11 / 11	21 / 11 / 15	21 / 15 / 9	21 / 21 / 15	21 / 17 / 15	25 / 17 / 9	21 / 21 / 15	25 / 21 / 15	11 / 7 / 4	25 / 21 / 9	15 / 11 / 9	11 / 11 / 9	
10.00	125 / 70 / 5	17 / 15 / 9	11 / 11 / 9	17 / 15 / 11	17 / 15 / 6	21 / 17 / 17	17 / 15 / 11	25 / 25 / 21	21 / 21 / 17	21 / 21 / 21	25 / 25 / 25	9 / 7 / 6	21 / 17 / 11	17 / 11 / 11	11
13.00	125 / 70 / 5	15 / 11 / 6	15 / 15 / 11	17 / 17 / 11	17 / 17 / 11	21 / 17 / 15	15 / 15 / 11	21 / 21 / 17	21 / 21 / 17	21 / 21 / 17	25 / 21 / 15	9 / 7 / 4	17 / 11 / 9	15 / 11 / 9	
09.00	125 / 70 / 5	17 / 15 / 9	15 / 15 / 9	11 / 11 / 6	9 / 11 / 6	21 / 21 / 11	17 / 15 / 15	25 / 17 / 7	25 / 21 / 11	25 / 21 / 11	25 / 21 / 11	21 / 21 / 11	7 / 6 / 3	17 / 11 / 9	12
12.00	125 / 70 / 5	15 / 11 / 6	15 / 11 / 9	11 / 11 / 6	11 / 11 / 6	15 / 11 / 9	15 / 11 / 11	17 / 11 / 7	21 / 11 / 9	21 / 11 / 9	21 / 11 / 9	21 / 11 / 9	4 / 4 / 4	11 / 9 / 9	
07.00	125 / 70 / 5	17 / 15 / 9	17 / 11 / 9	15 / 11 / 6	9 / 6 / 6	21 / 17 / 7	17 / 15 / 15	21 / 15 / 7	25 / 21 / 11	25 / 21 / 11	25 / 21 / 11	21 / 21 / 11	21 / 15 / 9	6 / 4 / -	13
10.00	125 / 70 / 5	11 / 11 / 6	15 / 9 / 9	11 / 11 / 6	9 / 6 / 6	15 / 11 / 6	15 / 15 / 11	17 / 9 / 6	17 / 11 / 9	17 / 11 / 9	17 / 11 / 9	17 / 11 / 11	15 / 11 / 9	4 / 4 / -	

TABELLA V - Macchie solari previste dall'Osservatorio Astronomico di Zurigo

	GEN	FEB	MAR	APR	MAG	GIU	LUG	AGO	SET	OTT	NOV	DIC
1968	104	104	105	104	104	106	108	108	103	99	99	98
1969	97	97	96	96	96	95	94	93	92	91	91	91
1970	90	89	88	86	84	83	81	79	77	75	73	70
1971	68	66	64	62	59	58	56	54	52	51	48	48
1972	47	46	45	44	43	42	40	39	37	36	35	34
1973	32	31	29	29	28	26	25	24	24	23	22	21
1974	20	19	18	17	17	17	16	16	15	15	15	14
1975	14	14	10	0	0	0	0	0	0	0	0	0

ELENCO DELLE STAZIONI DI RADIODIFFUSIONE AD ONDA CORTA

Terminato l'elenco delle stazioni di radiodiffusione che trasmettono sulle gamme delle onde lunghe e medie, iniziamo la pubblicazione di quello relativo alle stazioni di radiodiffusione ad onda corta ricevibili attualmente in Italia.

Inizieremo questa lista con la gamma dei 6000 kHz per proseguire con quella dei 7000 kHz, e così via. Al termine pubblicheremo pure l'elenco delle stazioni di radiodiffusione che trasmettono « fuori gamma » cioè in quelle gamme che pur essendo attribuite ad altri servizi sono purtroppo impiegate talvolta da delle stazioni del broadcasting.

La frequenza è indicata in kilohertz (kHz) però per quelle stazioni che sono notevolmente stabili nel tempo viene riportato anche il valore in Hz.

Ciò consente, anche in questo caso, il loro impiego come frequenze campione da parte dei laboratori.

Se ad esempio è indicata la frequenza di 5960, ciò significa che la frequenza della stazione presa in considerazione può variare entro limiti piuttosto ampi non inferiori a ± 1 kHz. Qualora sia riportata la prima cifra decimale, esempio 6960,2, la stabilità può essere considerata dell'ordine di alcune centinaia di periodi mentre l'indicazione 5960,01 precisa che la stessa è dell'ordine delle diecine di Hz. Infine l'indicazione della terza cifra conferma la notevole stabilità della stazione che può essere considerata dell' ordine dell' Hz (esempio 6000,000).

Le lettere riportate nella quarta colonna hanno il seguente significato:

M = mattino, P = pomeriggio, S = sera, N = notte.

Ciò precisa che la stazione è stata udita in un'ora qualsiasi del periodo indicato la qualcosa non significa però che essa abbia trasmesso con continuità per tutto il periodo stesso.

Si tratta di un dato interessante che consente l' identificazione delle stazioni delle quali si ignori l'orario di emissione.

GAMMA DI RADIODIFFUSIONE da 5.950 a 6.200 kHz

STAZIONE	NAZIONE	FREQUENZA kHz	PERIODO DI EMISSIONE
RADIO LIBERATION	Germania/Usa	5955,	SP
PARIS	Francia	5954,985	PS
TANGER	Marocco	5955,	M
PUERTO LIMON	Costarica	5955,06	N
SERRAI	Grecia	5955,2	MP
PARIS	Francia	5960,	M
MONTECARLO	Monaco	5960,	P
BOGOTA'	Colombia	5960,	N
URSS	Urss	5960,2	PS
TANGERI	Marocco	5965,01	N
LONDON	Inghilterra	5964,995	PS
PUERTO ALEGRE	Brasile	5965,009	N
KARACHI	Pakistan	5967,0	P
EUROPA RADIO	Germ. Port/Usa	5970,0	MPS
BOGOTA'	Colombia	5970,020	N
SACKVILLE	Canadà	5970,0	M
URSS	Urss	5970,0	PS
PRAHA	Cecoslovacchia	5970,0	S
LONDON	Inghilterra	5974,996	PSN
FLORIANAPOLIS	Brasile	5974,930	N
LIMASSOL	Cipro	5975,0	P
	Brasile	5977,8	N
BEIRUT	Libano	5980,2	MP
LIMA	Perù	5981,	N
GODTHAB	Groenlandia	5980,	N
EUROPA RADIO	Germ. Port/Usa	5985,	MPSN
DIXON	Usa	5985,	PM
TUNISI	Tunisia	5985,925	PS
LOMAS	Argentina	5985,	N
SCHWARZEMBURG	Svizzera	5985,002	N
ROMA	Italia	5990,000	PS
JOHANNESBURG	Sud Africa	5990,000	P
SACKVILLE	Canada	5990,010	M
ONDURMAN (?)	Sudan	5992,	S
GREENVILLE	Usa	5995,001	N
THESSALONIKI	Grecia	5995,0	S
WARSZAWA	Polonia	5995,03	PSN
INNSBRUCK	Austria	5999,995	MPS
BELO HORIZONTE	Brasile	6000,0	N
DJEDDAH	Arabia Saud.	6000,0	PS
WARSZAWA	Polonia	6004,9	N
TRIPOLIS	Grecia	6005,4	PS
BERLIN	Germania RF	6005,00	SN
OKINAWA	Ryukyu	6010,	P
BRUXELLES	Belgio	6010,000	PSN
SYDNEY	Australia	6010,000	N
PEREIRA	Colombia	6009,5	N
URSS	Urss	6010,00	MPN
RHODES	Grecia	6015,0	PS
RECIFE	Brasile	6014,0	N
LOPIK	Olanda	6020,000	PSN
GREENVILLE	Usa	6020,0	N
LISBOA	Portogallo	6025,0	SN
JULICH	Germania RF	6025,00	P
SAO PAULO	Brasile	6024,8	N

STAZIONE	NAZIONE	FREQUENZA kHz	PERIODO DI EMISSIONE
BIZAM RADIO		6025,00	P
BAGHDAD	Iraq	6030,06	PS
MULACHER	Germania RF	6030,0	MPSN
GREENVILLE	Usa	6030,0	N
URSS	Urss	6030,00	N
MONROVIA	Liberia	6035,00	NS
MONTECARLO	Monaco	6035,00	MPS
RIO DE JANEIRO	Brasile	6035,1	N
IRAGUE	Colombia	6040,	N
MUENCHEN	Germania RF	6040,02	PSN
DJAKARTA	Indonesia	6044,8	P
ATHINAI	Grecia	6043,5	MPS
CURITIBA	Brasile	6045,	N
URSS	Urss	6045,00	N
QUITO	Ecquador	6050,0	N
LONDON	Inghilterra	6050,000	M
ROMA	Italia	6050,000	S
LIMASSOL	Cipro	6050,00	S
URSS	Urss	6050,00	P
SAO PAULO	Brasile	6050,00	N
PRAHA	Cecoslovacchia	6050,0	MP
KIGALI	Ruanda W.	6055,0	PS
GREENVILLE	Usa	6055,0	NM
CALTANISSETTA	Italia	6060,002	MPSN
LA HABANA	Cuba	6060,00	N
SACKVILLE	Canada	6060,00	N
HORBY	Svezia	6065,000	MPS
BRASILIA	Brasile	6064,9	N
LEON	Mexico	6066,5	N
GREENVILLE	Canada	6065,00	N
SOFIA	Bulgaria	6070,6	MPS
ACCRA	Ghana	6070,0	S
SUTATENZA	Colombia	6074,7	N
TANGER	Marocco	6075,	S
JULICH	Germania RF	6075,0	MPN
ALGER	Algeria	6080,	M
BERLIN	Germania RD	6080,0	PSN
LONDON	Inghilterra	6080,00	M
LIMA	Perù	6080,8	N
YAMATA	Giappone	6080,00	P
LA VOZ DE LA LIBERTA		6080,0	N
LOPIK	Olanda	6080,00	N
MUENCHEN	Germania RF	6085,00	MPS
RECIFE	Brasile	6084,9	N
LUXEMBOURG	Lussemburgo	6090,00	MPSN
BAGHDAD	Iraq	6095,00	PS
SAO PAULO	Brasile	6095,1	N
BEOGRAD	Jugoslavia	6100,002	PS
JULICH	Germania RF	6100,00	N
CAP HAITIEN	Haiti	6104,9	N
EUROPA RADIO	Germ. Port/Usa	6105,	MPS
FORTALEZA	Brasile	6105,	N
LONDON	Inghilterra	6110,000	MN
BAKU	Urss	6110,00	MPS
BERLIN	Germania RD	6115,00	MPS

STAZIONE	NAZIONE	FREQUENZA kHz	PERIODO DI EMISSIONE
BRAZZAVILLE	Congo	6115,0	S
EUROPA RADIO	Germ. Port/Usa	6115,00	S
RIO JANEIRO	Brasile	6114,6	N
URSS	Urss	6120,00	PM
PORI	Finlandia	6120,00	PSM
JULICH	Germania RF	6120,00	S
LIMASSOL	Cipro	6120,0	PM
BRUXELLES	Belgio	6125,00	N
LONDON	Inghilterra	6125,000	S
TIRANA	Albania	6124,6	P
URSS	Urss	6130,00	N
MADRID	Spagna	6130,7	NM
QUITO	Ecquador	6129,05	M
ACCRA	Ghana	6130,	S
WARSZAWA	Polonia	6134,5	MPSN
MADRID	Spagna	6140,02	PS
PRAHA	Cecoslovacchia	6139,8	S
RIO JANEIRO	Brasile	6145,3	N
JULICH	Germania RF	6145,00	PN
LONDON	Inghilterra	6150,00	M
KARACI	Pakistan	6149,7	N
MONTEVIDEO	Uruguay	6156,6	N
BAGHDAD	Iraq	6154,	PS
WIEN	Austria	6155,0	MPSN
PEKING	Cina RD	6155,0	S
BOGOTA'	Colombia	6160,0	N
SCHWARZENBURG	Svizzera	6165,000	MPS
PHILIPPINES	Is. Filippine	6170,0	NM
RABAT	Marocco	6170,	S
R. LIBERATION	Germ/Usa	6170,	N
URSS	Urss	6175,00	NM
PARIS	Francia	6175,0	PS
BELO HORIZONTE	Brasile	6175,0	N
MONROVIA	Liberia	6180,0	M
GUATEMALA	Guatemala	6180,0	N
TIRANA	Albania	6178,0	N
LONDON	Inghilterra	6180,000	S
URSS	Urss	6180,0	PN
DIXON	Usa	6180,	P
LISBOA	Portogallo	6180,1	M
JULICH	Germania RF	6180,0	P
ADDIS ABEBA	Etiopia	6185,00	P
SAO PAULO	Brasile	6185,0	N
TIRANA	Albania	6185,	SN
VATICANO	C. Vaticano	6190,000	S
BREMEN	Germania RF	6190,00	PSM
GREENVILLE	Usa	6190,0	N
SEBAA AIOUN	Marocco	6190,0	MS
URSS	Urss	6195,000	SNM
LONDON	Inghilterra	6195,00	MS
RIO JANEIRO	Brasile	6195,0	N
URSS	Urss	6200,00	N
TIRANA	Albania	6200,0	S
PEIPING	Cina RD	6210,00	S
TIRANA	Albania	6209,	NMP

RASSEGNA DELLE RIVISTE ESTERE

a cura di L. Biancoli

GENERATORE A DECADI DI FREQUENZA CAMPIONE

(Da « Wireless World » - Giugno 1968)

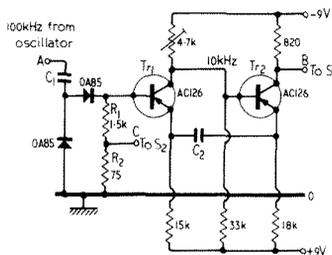
L'articolo fornisce i dati essenziali relativi alla realizzazione di uno strumento a costo relativamente limitato, in grado di fornire segnali di uscita ad onda quadra alle frequenze campione di 100, 10, 1 kHz, nonché di 100 e di 10 Hz.

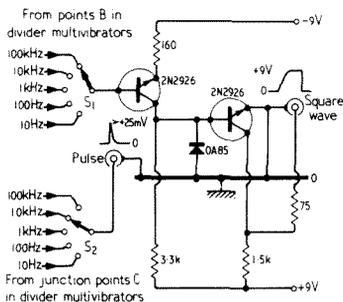
Quando si eseguono misure sugli amplificatori funzionanti a Bassa Frequenza e su altre apparecchiature analoghe, è estremamente utile disporre di un mezzo sicuro per effettuare la taratura di oscillatori, per ottenere i segnali marcatori lungo le curve di responso riproducibili sullo schermo di un oscilloscopio, eccetera.

Lo strumento che viene descritto nell'articolo soddisfa tutte tali esigenze, e può inoltre essere realizzato con un costo assai limitato, grazie all'impiego di componenti di normale disponibilità sul mercato.

Il circuito che riproduciamo consiste evidentemente in un trasformatore funzionante con la tensione di rete, la cui tensione secondaria viene rettificata ad opera di due diodi, e filtrata opportunamente mediante una cellula di filtraggio che contiene anche un diodo zener che stabilizza il valore della tensione ottenuta. Il circuito oscillatore propriamente detto consta invece di due transistori del tipo OC44, funzionanti con controllo a cristallo, avente una frequenza caratteristica di 100 kHz. Di conseguenza, questo circuito fornisce in corrispondenza del terminale A un segnale avente appunto la frequenza di 100 kHz.

Il secondo ed il terzo circuito che riproduciamo rappresentano rispettivamente il dispositivo divisore di frequenza e lo stadio di uscita che rende disponibili i segnali ad onda quadra. Il segnale alla frequenza di 100 kHz ottenibile in corrispondenza del

terminale A dell'oscillatore può essere usato così com'è ed applicato all'ingresso dello stadio di uscita, per ottenere segnali ad onda quadra aventi appunto tale frequenza. Ove invece si desideri ottenere

	10kHz	1kHz	100Hz	10Hz
C_1	1n	1n	10n	100n
C_2	10n	100n	1μ	10μ

frequenze inferiori, il segnale viene prima fatto passare attraverso il circuito divisore di frequenza, il quale provvede a ridurre la frequenza delle oscillazioni con rapporti a decadi, che dipendono dai valori che possono essere attribuiti alle capacità C1 e C2. In particolare, C1 assume il

valore di 1 nanofarad per le frequenze di 10 e di 1 kHz, di 10 nanofarad per la frequenza di 100 Hz, e di 100 nanofarad per la frequenza di 10 Hz. Per contro, la capacità C2 assume il valore di 10 nanofarad per la frequenza di 10 kHz, di 100 nanofarad per la frequenza di 1 kHz, di 1 microfarad per la frequenza di 100 Hz, e di 10 microfarad per la frequenza di 10 Hz.

In sostanza, l'intera apparecchiatura può essere realizzata in un unico contenitore, installando sul medesimo telaio sia l'oscillatore principale col relativo circuito di alimentazione, sia il divisore di frequenza e lo stadio di uscita. Agli effetti del divisore di frequenza, si tenga presente che le capacità C1 e C2 possono essere commutate mediante un comando esterno, tramite il quale è possibile predisporre l'intera apparecchiatura in modo da ottenere in uscita segnali aventi tutte le frequenze comprese tra 10 Hz e 100 kHz, con rapporti in discesa o in salita a seconda del senso di rotazione del commutatore.

L'uscita consiste in una presa tra il lato caldo della quale e la massa sussiste un'impedenza di 75 ohm, per cui l'apparecchiatura si presta all'impiego con qualsiasi tipo di strumentazione per il collaudo e la messa a punto di apparecchiature di Bassa Frequenza, sia che si tratti di semplici amplificatori, sia che si tratti invece di generatori di segnali di cui occorre effettuare la taratura.

I DIODI TUNNEL NEGLI AMPLIFICATORI PER MICROONDE

(Da « Electronic Engineering » - Giugno 1968)

È un articolo che considera le norme basilari ed i princìpi di progetto dei diodi tunnel, e le loro possibili applicazioni negli amplificatori funzionanti con microonde.

L'articolo inizia con la descrizione del circuito equivalente di un diodo tunnel, soffermandosi sulle caratteristiche di capacità, di induttanza, di resistenza in serie, nonché di resistenza negativa.

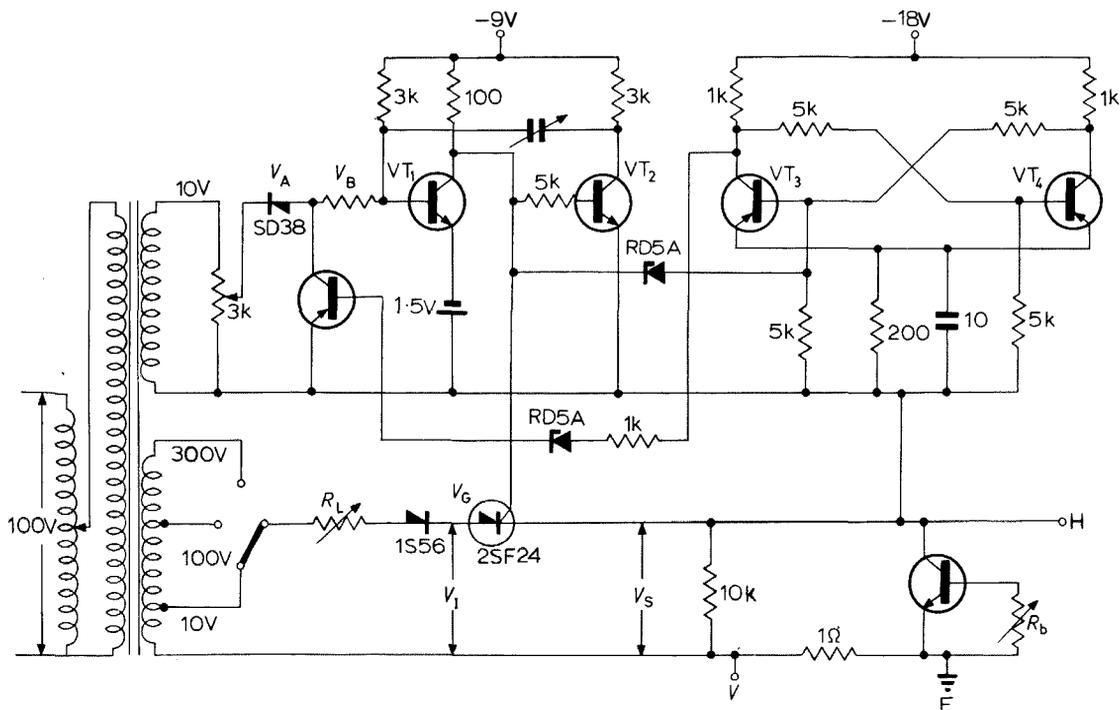
Successivamente, vengono fatte alcune considerazioni relative alla larghezza di banda ed alla frequenza di taglio, nonché al fattore rumore. L'autore fornisce quindi alcuni esempi pratici in relazione al rapporto che sussiste tra la potenza di uscita e la natura dei materiali semiconduttori, considerando anche la gamma dinamica di funzionamento ed i normali provvedimenti che vengono adottati agli effetti del raffreddamento. L'articolo conclude infine con una breve argomentazione sugli amplificatori funzionanti a diodo tunnel, e con la descrizione di alcuni provvedimenti mediante i quali è possibile aumentare la potenza di uscita e la gamma dinamica, nonché ridurre la resistenza negativa ed i valori di impedenza in gioco.

SORGENTE DI IMPULSI SINUSOIDALI SINGOLI

(Da « Electronic Engineering » - Giugno 1968)

L'articolo descrive un circuito di recente realizzazione mediante il quale è possibile ottenere in uscita un impulso singolo sinuosoidale e rettificato, il cui contenuto di energia può essere variato in modo pressoché micrometrico. La massima ampiezza ottenuta ammonta a 400 volt, e la massima capacità di corrente da parte della sorgente ammonta a 20 ampère con bassi livelli di tensione di uscita.

Questo tipo di sorgente è stato impiegato per studiare le caratteristiche della tensione di rottura di diodi e di transistori.

Il segnale di ingresso applicato al circuito monostabile consiste in un'onda sinusoidale negativa e rettificata proveniente dalla tensione di impulso avente una forma d'onda rettangolare. La durata di questo impulso può essere regolata a seconda delle esigenze specifiche.

Riportiamo qui lo schema elettrico del dispositivo, nel quale si nota che si tratta sostanzialmente di un multivibratore monostabile, progettato in modo tale che esso possa essere eccitato da un impulso negativo la cui ampiezza superi un determinato valore di soglia prestabilito. Una volta che il multivibratore è entrato in funzione ad opera dell'impulso di eccitazione, esso produce un impulso positivo che viene a sua volta sfruttato per eccitare un multivibratore bistabile ed un thyristore. Il segnale di uscita fornito dal circuito bistabile viene infine usato per eccitare il commutatore che cortocircuita l'ingresso del circuito monostabile.

alimentazione di rete, la cui ampiezza può essere controllata con grande precisione tra zero ed un valore maggiore di quello corrispondente alla soglia di eccitazione del circuito monostabile. Naturalmente, prima di far funzionare il circuito, il multivibratore bistabile viene regolato in modo che il commutatore risulti aperto.

Il segnale applicato all'ingresso del circuito monostabile viene successivamente amplificato lentamente da zero in sù. Non appena il valore di picco dell'impulso rettificato raggiunge il valore di soglia, il multivibratore monostabile viene eccitato e fornisce quindi in uscita un im-

Il tratto ascendente del suddetto impulso — a sua volta — eccita il circuito bistabile la cui uscita eccita il commutatore: come si è detto, questo provvede a cortocircuitare l'ingresso del multivibratore monostabile. Ne deriva che ogni eccitazione successiva del multivibratore monostabile viene evitata, per cui viene prodotto il solo impulso di forma d'onda rettangolare, il quale viene a trovarsi nella necessaria relazione di fase rispetto alla tensione alternata di rete, tanto da permettere che un impulso rettificato completo passi attraverso il thyristore e raggiunga il circuito principale.

Regolando opportunamente la durata dell'impulso forni-

to dal multivibratore monostabile, questo circuito può essere modificato in modo tale da consentire il passaggio di qualsiasi numero di impulsi sinusoidali rettificati attraverso il thyristore.

ELIMINAZIONE DEL RUMORE DAI CIRCUITI FUNZIONANTI CON SEGNALI DEBOLI

(Da «Electronics» - 8 luglio 1968)

Il metodo sincrono per eliminare i segnali parassiti nelle linee di trasmissione funzionanti con segnali dell'ordine del microvolt o del nanovolt mediante l'impiego di un voltmetro a tensione di riferimento è esente da spostamenti del livello zero e da problemi relativi all'errore del medesimo livello zero.

Le tensioni di rumore sono presenti in qualsiasi tipo di apparecchiatura elettronica, e — dal momento che presentano solitamente livelli dell'ordine del millivolt, — risultano assai rilevanti quando l'apparecchiatura amplifica segnali di ampiezza assai ridotta.

L'autore abbórda l'argomento considerandone i problemi principali, e successivamente fornisce alcuni ragguagli sui tipi principali di rumori parassiti che solitamente si riscontrano nelle apparecchiature di amplificazione. La nota prosegue con le norme di progettazione del metodo per l'eliminazione dei disturbi, e — pur considerando il problema da un punto di vista eminentemente teorico — fornisce alcune considerazioni pratiche che possono essere di notevole aiuto al tecnico che debba affrontare problemi del genere.

AMPLIFICATORI DI TENSIONE INTEGRATI A FUNZIONAMENTO RAPIDO, CON BASSA INTENSITA' DELLA CORRENTE DI INGRESSO

(Da « Microelectronics » - Giugno 1968)

L'avvento dei circuiti di amplificazione di tipo integrato è stato accolto con notevole entusiasmo dai tecnici progettisti, che hanno immediatamente intravisto le loro numerose possibilità di impiego. Tuttavia, il problema relativo all'ottenimento di amplificatori a funzionamento assai rapido e stabilizzati agli effetti della frequenza si è dimostrato di una certa entità.

In questo articolo, l'autore descrive le caratteristiche di progetto di un amplificatore di tensione a funzionamento rapido e di tipo monolitico, che non richiede alcuna compensazione esterna per la frequenza, e che incorpora anche alcuni dispositivi di protezione.

La maggior parte degli amplificatori a circuiti integrati attualmente disponibili in commercio presenta gravi limitazione a seconda del campo di impiego specifico. In primo luogo, essi non presentano una rapidità di funzionamento sufficiente per alcuni casi specifici in quanto richiedono la massima compensazione agli effetti della frequenza.

L'autore passa quindi alla descrizione di un amplificatore di tensione monolitico che consente di combinare un basso valore della tensione di funzionamento con un'intensità della corrente di ingresso di 2 nA, ed un rapporto di 10 V µs. Tali caratteristiche di funzionamento vengono ottenute impiegando un transistore bipolare con caratteristiche assai moderne, unitamente ad un circuito di am-

plificazione le cui prestazioni vengono rese ottime per il funzionamento tipico come amplificatore di tensione.

Dei due circuiti che qui riproduciamo, il primo rappresenta un amplificatore differenziale a stadio singolo, con uscita del tipo ad accoppiamento di emettitore; il secondo rappresenta invece il circuito di polarizzazione che è rappresentato dalle sorgenti di corrente una delle quali è costituita appunto dal primo circuito riprodotto.

La nota fornisce numerosi dettagli agli effetti delle caratteristiche di realizzazione e di funzionamento dello stadio di ingresso, nonché sulle prestazioni dei circuiti di polarizzazione, e sulle possibilità di impiego dei dispositivi di questo tipo.

Per concludere, il tipo LM102 rappresenta un notevole progresso agli effetti della fabbricazione di circuiti lineari. Il dispositivo descritto incorpora transistori che presentano un guadagno di corrente più elevato di quello attualmente disponibile con componenti di tipo convenzionale. Oltre a ciò, è prevedibile che in un prossimo futuro venga raggiunto un ulteriore miglioramento del fattore da tre a cinque.

RELAZIONE SPECIALE SUI CONDIZIONATORI DI SEGNALI

(Da « Electronic Products » - Maggio 1968)

Esistono dei tipi di trasduttori che possono essere semplicemente inseriti in un circuito, dopo di che sono immediatamente in condizioni di funzionare a secondo delle loro prestazioni tipiche. Tuttavia, numerosi tipi di trasduttori implicano invece un notevole lavoro di adattamento alle caratteristiche intrinseche del circuito col quale essi devono funzionare.

Per semplificare il suddetto lavoro di adattamento, sono stati creati i cosiddetti condizionatori di segnali, che permettono di individuare rapidamente i provvedimenti che è necessario adottare per ottenere le migliori prestazioni da parte dei suddetti trasduttori.

Un dispositivo per il condizionamento del segnale può essere ritenuto a ragion veduta come un'apparecchiatura di servizio, che si adatti ad ogni tipo di esigenza, nonché ad ogni tipo di trasduttore, per cui il segnale che viene fornito all'amplificatore dei dati non presenta interferenze ad opera di segnali estranei a quello utile.

In particolare, ciascun trasduttore deve avere il suo proprio circuito di condizionamento del segnale, in quanto le variazioni tra i trasduttori sono solitamente eccessive per consentire un'analisi semplificata e quindi di stabilire razionalmente le caratteristiche di adattamento.

Questa nota è abbastanza approfondita da un punto di vista teorico, e considera in modo logico tutti i problemi che occorre affrontare ogni qualvolta si riscontrano le difficoltà alle quali abbiamo accennato.

DISPOSITIVO PER PROVE DINAMICHE SU AMPLIFICATORI OPERAZIONALI, IMPIEGANTE LA DEMODULAZIONE SINCRONA

(Da « Electronics » - 5 Agosto 1968).

L'articolo descrive un procedimento tecnico generico ma assai accurato e di facile attuazione, che fornisce letture dirette in una vasta gamma di campi di misura.

Le prove di carattere statico nel campo degli amplificatori operazionali possono essere facilmente eseguite con le apparecchiature normalmente disponibili in commercio: per contro, le cosiddette prove dinamiche — in particolare nel campo degli amplificatori lineari a circuiti integrati — sono assai più complesse, in quanto possono essere eseguite soltanto con l'ausilio di strumenti di misura meno reperibili.

Mediante il nuovo metodo consistente nell'adozione della demodulazione sincrona, si fa in modo che l'amplificatore sotto prova funzioni in modo stabile, assicurandone quindi il funzionamento lungo il tratto rettilineo della sua curva caratteristica.

La nota descrive tre metodi principali per eseguire le suddette prove, escogitate in osservanza alle specifiche militari ed a quelle di carattere commerciale soffermandosi con ricchezza di dettagli sulla tecnica della demodulazione sincrona.

A corredo delle argomentazioni, vengono forniti numerosi circuiti di normale impiego, sui quali l'autore si dilunga in descrizioni particolareggiate agli effetti del funzionamento e delle prestazioni. Ad esempio, il primo circuito che qui riproduciamo serve per effettuare misure di guadagno: per determinare il guadagno di tensione a circuito aperto da parte di un amplificatore operazionale a circuito integrato, il circuito A_1 deve far sì che il circuito sotto prova (ICUT) risulti azzerato tramite le resistenze R_f ed R_s. Tuttavia, dal momento che il valore di C_1 deve essere a tale scopo assai elevato, questo circuito non si presta allo scopo.

Il circuito inferiore di sinistra serve anch'esso per la medesima misura: esso non può essere sovrapilotato in quanto il segnale di uscita tende a ripolarizzare il circuito integrato, alterando il suo responso a circuito aperto. Il circuito inferiore di destra — infine — illustra il metodo basato sull'impiego del divisore di tensione. Il guadagno a circuito chiuso deve in questo caso approssimarsi per il 90% al guadagno a circuito aperto, affinché la misura dia un esito positivo. Ciò — tuttavia — determina una notevole instabilità che compromette la misura.

Dopo aver analizzato i vari metodi, e dopo averne discusso l'impraticità, l'autore fornisce alla fine gli argomenti adatti alla esecuzione di misure efficaci, tali cioè da rimediare agli inconvenienti precedentemente citati.

Si tratta di un articolo ad elevato grado di specializzazione, che può perciò interessare chi conosce a fondo l'elettronica, non soltanto agli effetti della pratica di laboratorio, bensì anche agli effetti della teoria di calcolo e di progettazione.

LA SCRIVANIA DELLO ZIO

I MARZIANI SIAMO NOI?

Fra le innumerevoli ipotesi che turbano le menti degli studiosi, « Atlante » dell'I.G. De Agostini ne espone alcune del Brenna, e una di esse è delle più suggestive. Lo stesso ideatore la rivela prudentemente quasi per celia, ma non può escluderla totalmente perché, nello stato attuale di ignoranza dell'umanità, qualunque fantasia potrebbe inaspettatamente diventare una verità.

La prima ipotesi formulata su basi rigorosamente scientifiche, riguarda i famosi canali allineati di Marte. Dato che quel pianeta, a differenza della Luna, possiede un'atmosfera, è altresì sottoposto a precipitazioni. Cioè, su Marte piove, e soprattutto piovve milioni di anni fa, quando il clima di Marte era più umido.

Un carattere che, invece, Marte ha in comune con la Luna, consiste nei circhi dovuti alle cadute di immense meteore, sempre secondo l'ipotesi del Brenna. Perciò, l'acqua delle precipitazioni, in parte si raccoglie nei circhi e in parte cola all'esterno di essi formando i canali. L'allineamento dei canali appare dovuto alle pendenze uniformi per ampi tratti attorno ai circhi.

L'altra ipotesi, e più che ipotesi è una considerazione, si spinge un poco nel campo della fantascienza.

Dice, cioè, che potrebbero essere esistite antichissime civiltà su Marte, quando le condizioni climatiche di quel pianeta consentivano l'evoluzione biologica prima, e culturale poi. La Terra stessa non sta forse vivendo un analogo lentissimo ciclo di trasformazioni?

Perciò, se Marte ha visto nascere e svilupparsi la vita, se la vita è giunta all'uomo e se l'uomo, o qualcosa di simile, ha raggiunto la massima evoluzione dell'intelligenza, non è assurdo pensare che i marziani, quando il loro pianeta stava per diventare inabitabile, siano emigrati nello spazio e, scegliendo il pianeta più vicino, siano arrivati qui. E allora i marziani, o almeno i loro discedenti, saremmo noi.

I primi astronauti che sbarcheranno su Marte potrebbero trovare delle vestigia che confermano questa azzardata ipotesi. Staremo a vedere.

MAI TIMORE DELL'INSUCCESSO

Non bisogna perdersi d'animo quando un'impresa non riesce subito. Pensate che Edison diceva di aver paura delle cose che riescono bene al primo tentativo. Lo disse quando provò il prototipo di fonografo che, per quell'epoca, funzionava a meraviglia. Anzi, il meccanico che lo aiutò, quasi svenne per l'emozione di sentire una voce che usciva da un meccanismo. Quel meccanico aveva scommesso due dollari, con Edison, sostenendo che l'apparecchio non avrebbe funzionato. Edison avrebbe quasi quasi preferito perdere i due dollari, per rituffarsi nelle ricerche e nelle prove che lo appassionavano. Sarebbe stato più sicuro del suo congegno, rivelatosi efficiente, secondo lui, troppo presto.

VACCINAZIONI E COMPUTER

Le autorità sanitarie di una Contea del West Sussex, in collaborazione coi medici locali, hanno escogitato un sistema per risvegliare i pigri e i distratti che non portano i propri bambini alla vaccinazione. Naturalmente si sono affidati all'elettronica; ma dove non mette il naso, oggigiorno, l'elettronica? si direbbe che essa rappresenta la tanto vagheggiata pietra filosofale degli alchimisti medioevali. Con la sola differenza che, secondo il sogno degli alchimisti, la pietra filosofale sarebbe bastato tenerla indosso, e tutti i problemi si sarebbero risolti d'incanto; l'elettronica bisogna coltivarla con intelletto ed amore, e ciò dimostra la sua splendida realtà.

Dunque, nella Contea del West Sussex vengono stampate velocemente ogni mese tante cartoline quanti sono i bambini da vaccinare, e inviate alle rispettive famiglie. Ogni medico, invece, riceve l'elenco dei bambini. In base a questo elenco si compilano statistiche e si registra un nastro magnetico che costituisce il punto di partenza per l'operazione del mese successivo.

L'effetto delle cartoline invito è sempre stimolante e l'impiego del calcolatore consente di ottenere altri risultati statistici di grande interesse.

Il risultato dell'operazione è un incremento degli indici della popolazione vaccinata dal 70% al 95%.

L'ETERNO SPAURACCHIO

Poco più di cento anni fa, e precisamente nel 1867, lo statista inglese Gladstone si recò in visita da Faraday. Gladstone era un grande statista e, naturalmente, di fisica non ne capiva un'acca.

Faraday gli mostrò un motorino elettrico; si noti bene, il primo che mai fosse esistito. Gladstone guardò l'oggetto con un bonario sorriso, come se avesse guardato la bambola della sua nipotina, e non mancò di far intendere che, secondo lui, non serviva a niente.

Faraday, che era un grande scienziato ed anche un uomo di spirito, rispose: — Mah! se non altro, servirà a voi uomini di Stato per metterci sopra le tasse.

Zio Ruben

EQUIVALENZE TUBI PROFESSIONALI

Per soddisfare le richieste di numerosi lettori, proseguiamo la pubblicazione delle tabelle di corrispondenza forniteci dalle maggiori Case produttrici di tubi professionali.

Tipo	Corrispondente Philips
GL872A	872A;DCG5/5000GB
GL5544	PL5544
GL5545	PL5545A
GL5551	PL5551A
GL5551/FG271	PL5551A
GL5551A	PL5551A
GL5552	PL5552A
GL5552/FG235A	PL5552A
GL5552A	PL5552A
GL5553	PL5553B
GL5553B	PL5553B
GL5555	PL5555
GL5555/FG238A	PL5555
GL5557	PL5557
GL5559	PL5559
GL5632	PL5632/C3J
GL5727	PL5727;M8204
GL5822	PL5822A
GL5822A	PL5822A
GL6159	6159;QE05/40H
GL6807	PL6807
GLE10000/025/1	DCG4/1000ED
GLE13000/1.5/6	DCG5/5000GB;872A
GLE15000/3/12	DCG6/18;6693
GLE20000/2.5/10	DCG/20;6508

Tipo	Corrispondente Philips
GN3	ZM1020
GN4	ZM1020
GN6	ZM1080
GR10A	Z503M
GR10M	ZM1022
GR16	ZC1040
GRG250/3000	PL5557
GS10C	Z502S
GS10C/S	Z502S
GXU1	DCX4/1000;3B28
GXU2	DCX4/5000;4B32
GY501	3BH2
GZ32	5AQ4
GZ34	5AR4
HBC90	12AT6
HBC91	12AV6
HCC85	17EW8
HCH81	12AJ7
HF61	EF41
HF62	EF42
HF93	12BA6
HF94	12AU6
HF121	UF41
HK90	12BE6
HL92	50C5

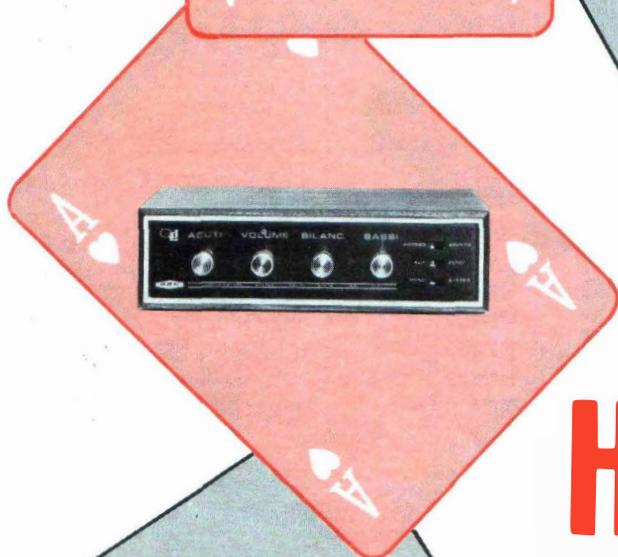
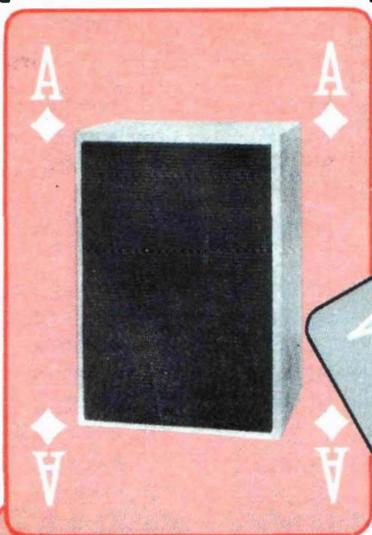
Tipo	Corrispondente Philips
HL94	30A5
HMO4	EK90;6BE6
HP6	EF91;6AM6 M8083
HT17	PL5557
HT415	5C22;6279
HVR2	1877
HY90	35W4
J213AAA	1163
JNT1-500	5J26
JP2-0.2	7090
JP2-1A	DX206
JP2-2.5A	YJ1162
JP2-2.5W	YJ1160
JP2-5W	YJ1190
JP9-2.5	7028
JP9-2.5B	YJ1000
JP9-7	2J42
JP9-15	YJ1110
JP9-15D	YJ1110
JP9-50A	2J55
JP9-80	4J52A
JP9-250	4J50
JP35-30	7093
JPT9-60	2J51A
K1361	150AVP
K1390	XP1030
K1927	XP1002
K1961	XP1001
K2199	XP1001
K2253	XP1030
K2276	150CVP
KM2290	XP1005
KS9-20	723A/B
KS9-20A	2K25
KS9-30	6975

Tipo	Corrispondente Philips
KS35-50	55335
KT32	25L6GT
KT66	EL37
L77	EC90;6C4;M8080
LB4-8	55340
LC900	3HA5
LCC189	5ES8
LCF80	6LN8
LCF86	5HG8
LCF200	5X9
LCF201	5U9
LCF801	5GJ7
LCF802	6LX8
LCH200	5V9
LCL84	10DX8
LCL85	10GV8
LDR03	ORP12
LF183	4EH7
LF184	4EJ7
LFL200	11Y9
LL86	10CW5
LL500	18GB5
LL505	27KG6
LN119	UCL82
LN152	ECL80;6AB8
LN309	PCL82;16A8
LN329	PCL83
LY81	11R3
LY88	20AQ3
LY500	28EC4
LZ329	PCF80;9A8
M502	4J50
M503A	JP9-7D
M508	JP9-7A
M513B	JP9-15
M526	2J42
M541	5J26
M542	5586
M551	4J52A

Tipo	Corrispondente Philips
M559	YJ1040
M575	6972
M8079	5726;E91AA
M8100	5654
	6AK5W;E95F
M8136	12AU7WA
M8223	OA2WA
M8224	OB2WA
MAG3	2J42
MAG4	JP9-15
ME1001	EC55;5861
ME1100	723A/B
ME1101	2J42
ME1101A	JP9-15
ME1101D	JP9-7D
ME1401	4065
ME1402	4066
ME1403	4068
ME1404	4069
ME1504	PL5559
Mi1050	PL5551A
Mi1100	PL5552A
ML4-125A	4-125A;QB3/300GA
ML4-250A	4-250A;QB35/750GA
ML4-400A	4-400A;QB4/1100GA
ML813	813;QB2/250
ML866A	866A;DCG4/1000G
ML872A	872A;DCG5/5000GB
ML8008	8008;DCG5/5000GS
M010	ET51;6700
MT17	PL5557
MT57	PL5559
MT105	PL105
MT5544	PL5544
MT5545	PL5545A
MT5557	PL5557
MT5559	PL5559
*MW22-14	MW22-16
*MW31-7	MW31-74
*MW31-14	MW31-74
*MW31-16	MW31-74
MW31-74	MW31-74
*MW36-22	MW36-44
*MW36-24	MW36-44
*MW43-43	MW43-69;17BQP4
*MW43-64	MW43-69;17BQP4
MW43-69	17BQP4
*MW53-43	21AP4
MW53-80	21CLP4
MX114	18506
MX118	18537
MX120	18520
MX120/01	18520/01
MX122	18538
MX124	18524
MX124/01	18525
MX133	18533
MX135	ZP1000
MX136	ZP1010
MX145	18545
MX146	18503
MX147	18504
MX148	18505
MX149	18506
MX151	18509
MX152	18515
MX153	18516
MX157	18515/17
MX158	18516/18
MX163	18529
MX164	18550
MX166	18536
MX167	18546
MX170	18510
MX175	18508
MX177	18552

Tipo	Corrispondente Philips
MX178	18553
MX966B	DCG4/1000G;866A
NI-140/08	PL5552A
N17	DL92;3S4
N18	DL95;3Q4
N19	DL94;3V4
N25	DL96;3C4
N66	EL37
N77	EL91;6AM5;M8082
N119	UL84
N142	UL41;45A5
N144	EL91;6AM5;M8082
N150	EL41;6CK5
N151	EL42
N152	PL81;21A6
N153	PL83;15A6
N154	PL82;16A5
N155	EL85;6BN5
N329	PL82;16A5
N359	PL81;21A6
N379	PL84;15CW5
N709	EL84;6BQ5
N727	EL90;6AQ5;M8245
NL575A	DCG6/18GB

Tipo	Corrispondente Philips
NL710	PL5559
NL715	PL5557
NL720	PL5684
NL1022	PL5822A
NL1022A	PL5822A
NL1051	PL5551A
NL1051A	PL5551A
NL1052	PL5552A
NL1052A	PL5552A
NL1053	PL5553B
NL1053A	PL5553B
NL1082	ZX1062
NL5030	ZM1030
NL5551	PL5551A
NL5552	PL5552A
NL5822	PL5822A
NL6989/C6J/KL	PL5545
NL8421/5092	ZM1020
NL-C6JK/Ne	PL5545
NU807	807;QE06/50
NU813	813;QB2/250
NU832	832A;QQE04/20
NU866A	866A;DCG4/1000G
NU872A	872A;DCG5/5000GB

un poker d'assi per sole L. 49.500

Richiedetelo presso tutte le Sedi G.B.C.